

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**NÁVRH NOVÉ STRUKTURY FILTRU S PRVKY  
NECELOČÍSELNÉHO ŘÁDU**

DESIGN OF A NEW FILTER STRUCTURE EMPLOYING DEVICES OF FRACTAL ORDER

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Adam Detko**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Zuzana Polešáková**

**BRNO 2018**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Teleinformatika**

Ústav telekomunikací

**Student:** Adam Detko

**ID:** 186044

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2017/18

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh nové struktury filtru s prvky neceločíselného řádu

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V rámci bakalářské práce se student seznámí s filtračními strukturami neceločíselného (fraktálního) řádu. V rámci seznámení se s problematikou student upraví známou filtrační strukturu na fraktální a pomocí simulací doloží její funkčnost. Dále navrhne originální filtrační strukturu a rovněž ji upraví na filtr obsahující pasivní prvky neceločíselného řádu. U zapojení ověří, zda není možné elektronicky řídit některý z jeho parametrů. Dále navrhne desku plošného spoje a vlastní filtr fyzicky proměří. Výstupem práce budou výpočty, simulace s behaviorálními modely aktivních prvků a jejich porovnání s naměřenými hodnotami.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

CARLSON, G. a C. HALIJAK. Approximation of Fractional Capacitors by a Regular Newton Process. IEEE Transactions on Circuit Theory [online]. 1964, 11(2), 210-213. DOI: 10.1109/TCT.1964.1082270. ISSN 0018-9324.

ALLEN, P. E. a Douglas R. HOLBERG. CMOS analog circuit design. 2nd ed. New York: Oxford University Press, 2002. ISBN 0195116445.

**Termín zadání:** 5.2.2018

**Termín odevzdání:** 29.5.2018

**Vedoucí práce:** Ing. Zuzana Polešáková

**Konzultant:**

**prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## ABSTRAKT

Táto práca sa zaoberá analógovými filtračnými štruktúrami neceločíselného rádu. Prvá časť sa zameriava na teóriu analógových kmitočtových filtrov vrátane neceločíselného (fraktálneho) rádu. V ďalšej časti sú spomenuté niektoré aktívne prvky, ktoré je možné použiť pri návrhu kmitočtových filtrov. V tretej časti je predstavená známa celočíselná filtračná štruktúra pracujúca v prúdovom móde, ktorá je v ďalšej časti upravená na fraktálnu. Úprava na filter fraktálneho rádu je realizovaná RC štruktúrou Foster I, ktorá aproximuje prvok neceločíselného rádu, známy tiež ako pseudokapacitor. Táto časť tiež obsahuje výpočty. V ďalšej časti sa nachádzajú výsledky simulácii, ktoré boli prevedené s ideálnymi modelmi aktívnych prvkov. Piata časť sa zaoberá návrhom originálnej filtračnej štruktúry a jej následnou úpravou na filtračnú štruktúru fraktálneho rádu. V poslednej časti sa nachádzajú výsledky simulácií a ich porovnanie s teoretickými hodnotami a pre dolnú priepusť aj porovnanie s fyzicky zmeranými hodnotami.

## KLÍČOVÁ SLOVA

fraktálny rád, kmitočtový filter, fraktálne prvky, Foster, BOTA, CF, operačný zosilňovač

## ABSTRACT

This thesis deals with fractional order analogue filtration structures. The first part focuses on theory of analog frequency filters, including fractal order. In the next part, some of the active elements that can be used in frequency filters designing are mentioned. In the third part, known integer order filtration structure working in current mode is shown, which is modified to fractal in the next part. Modification to fractional order filter is realized by the RC structure Foster I, which approximates fractal order element, also known as pseudocapacitor. This part also contains calculations. Next part contains simulation results, that have been made with ideal models of active elements. The fifth part deals with the design of original filtration structure and its subsequent modification to fractal order filtration structure. Last part contains results of simulations and their comparison with the theory and for low pass as well comparison with physically measured values.

## KEYWORDS

fractal order, frequency filter, fractional elements, Foster, BOTA, CF, operational amplifier

DETKO, Adam. *Návrh nové struktury filtru s prvky neceločíselného řádu*. Brno, 2018, 77 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce: Ing. Zuzana Polešáková



## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Návrh nové struktury filtru s prvky ne-celočíselného řádu“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)

## PODĚKOVÁNÍ

Ďakujem vedúcej práce pani Ing. Zuzane Polešákovej za jej ústretovosť, venovaný čas počas celého akademického roku a za jej odborné rady počas konzultácií.

Brno .....

.....

podpis autora(-ky)

## PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsany v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno .....

.....  
podpis autora(-ky)

# OBSAH

Úvod	12
<b>1 Kmitočtové filtre</b>	<b>13</b>
1.1 Základné delenie filtrov	13
1.1.1 Rozdelenie kmitočtových filtrov podľa rozloženia kmitočto- vého pásma	13
1.1.2 Rozdelenie kmitočtových filtrov podľa použitých súčiastok	16
1.1.3 Rozdelenie kmitočtových filtrov z hľadiska celočíselnosti	17
1.2 Neceločíselný rád	17
1.2.1 Stabilita	18
<b>2 Aktívne prvky</b>	<b>20</b>
2.1 Operačný zosilňovač	20
2.2 Prúdový konvektor	21
2.3 Prúdový sledovač	21
2.4 Operačný transkonduktančný zosilňovač	22
2.4.1 Simulačný model prvku MOTA tretieho rádu	23
<b>3 Návrh filtra fraktálneho rádu</b>	<b>25</b>
3.1 Filter s dvoma prvkami BOTA a dvoma prvkami CF	25
3.2 Výpočty pre fraktálny filter	27
3.2.1 Všeobecný výpočet transkonduktancií $g_m$ pre $C_{1\alpha}$	27
3.2.2 Všeobecný výpočet $C_\alpha$ a koeficientov K	29
3.2.3 Výpočty pre $\alpha = 0,4$	30
3.2.4 Výpočty pre $\alpha = 0,5$	30
3.2.5 Výpočty pre $\alpha = 0,6$	31
3.3 RC štruktúra Foster	31
<b>4 Simulácie známej filtračnej štruktúry</b>	<b>33</b>
4.1 Kondenzátor $C_1$ nahradený RC štruktúrou Foster I	34
4.1.1 Výsledky simulácií aktívnej hornej priepusti	34
4.1.2 Výsledky simulácií aktívnej dolnej priepusti	36
4.2 Kondenzátor $C_2$ nahradený RC štruktúrou Foster I	37
4.2.1 Výsledky simulácií aktívnej hornej priepusti	38
4.2.2 Výsledky simulácií aktívnej dolnej priepusti	39

<b>5</b>	<b>Návrh vlastnej filtračnej štruktúry fraktálneho rádu</b>	<b>41</b>
5.1	Filter pozostávajúci z operačného zosilňovača a prvku BOTA . . . . .	41
5.2	Fraktálny filter - výpočty . . . . .	44
5.2.1	Všeobecný výpočet transkonduktancií $g_m$ pre $C_{1\alpha}$ . . . . .	44
5.2.2	Všeobecný výpočet $C_\alpha$ a koeficientov K . . . . .	45
5.2.3	Výpočty pre $\alpha = 0,3$ . . . . .	46
5.2.4	Výpočty pre $\alpha = 0,5$ . . . . .	46
5.2.5	Výpočty pre $\alpha = 0,7$ . . . . .	47
5.3	RC štruktúra Foster I - amplitúdová a fázová charakteristika . . . . .	47
5.3.1	Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,3$ . . . . .	48
5.3.2	Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,5$ . . . . .	49
5.3.3	Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,7$ . . . . .	50
5.4	Návrh dosky plošných spojov . . . . .	51
<b>6</b>	<b>Výsledky simulácií a merania</b>	
	<b>navrhovanej filtračnej štruktúry</b>	<b>53</b>
6.1	Kondenzátor $C_1$ nahradený RC štruktúrou Foster I . . . . .	54
6.1.1	Výsledky pre filter typu horná priepusť . . . . .	54
6.1.2	Výsledky pre filter typu pásmová priepusť . . . . .	56
6.1.3	Výsledky pre filter typu dolná priepusť . . . . .	58
<b>7</b>	<b>Záver</b>	<b>64</b>
	<b>Literatura</b>	<b>66</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>69</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>70</b>
<b>A</b>	<b>Prílohy</b>	<b>71</b>
A.1	Skript oustafod.m . . . . .	71
A.2	Schéma zapojenia, doska plošného spoja a fotografie kmitočtového filtru. . . . .	71
<b>B</b>	<b>Obsah přiloženého CD</b>	<b>77</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Ideálne charakteristiky kmitočtových filtrov typu a) dolná priepusť, b) horná priepusť, c) pásmová priepusť, d) pásmová zádrž . . . . .	14
1.2	RC štruktúra DP a PP . . . . .	15
1.3	Bodeho diagram pásmovej zádrž . . . . .	16
1.4	a) Foster I, b) Foster II. . . . .	18
2.1	Operačný zosilňovač [6]. . . . .	20
2.2	Univerzálny prúdový konvektor [12]. . . . .	21
2.3	Schematická značka CF, DO-CF [14]. . . . .	22
2.4	Schematická značka OTA, BOTA [13]. . . . .	22
2.5	Realizácia aktívneho prvku BOTA pomocou UCC [13]. . . . .	23
2.6	Simulačný model prvku MOTA tretieho rádu [13]. . . . .	24
3.1	Schéma zapojenia aktívneho filtra druhého rádu, s dvoma prvkami BOTA a dvoma prvkami DO-CF, realizujúceho hornú priepusť, pásmovú priepusť a dolnú priepusť [17]. . . . .	25
3.2	Výsledok simulácie, s ideálnymi prvkami, celočíselnej filtračnej štruktúry druhého rádu 3.1, $f_m=1591,55\text{Hz}$ , HP, DP, PP. . . . .	26
3.3	Amplitúdová a fázová charakteristika štruktúry Foster I v programe MATLAB. . . . .	32
4.1	Nahradenie kondenzátora $C_1$ štruktúrou Foster I aproximujúcou pseudokapacitor. . . . .	34
4.2	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho HP. . . . .	35
4.3	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho DP. . . . .	36
4.4	Nahradenie kondenzátora $C_2$ štruktúrou Foster I aproximujúcou pseudokapacitor. . . . .	37
4.5	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho HP. . . . .	38
4.6	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho DP. . . . .	40
5.1	Schéma zapojenia aktívneho filtra druhého rádu, s prvkom OZ a s prvkom BOTA, realizujúceho hornú priepusť, pásmovú priepusť a dolnú priepusť. . . . .	41
5.2	Výsledok simulácie, s ideálnymi prvkami, celočíselnej filtračnej štruktúry druhého rádu 5.1, $f_m=338,63\text{kHz}$ , HP, DP, PP. . . . .	43
5.3	Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,3$ . . . . .	48
5.4	Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,5$ . . . . .	49

5.5	Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,7$ . . . . .	50
6.1	Nahradenie kondenzátora $C_1$ štruktúrou Foster I. . . . .	54
6.2	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho HP. . . . .	55
6.3	Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho hornú priepusť. . . . .	56
6.4	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho PP. . . . .	57
6.5	Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho pásmovú priepusť. . . . .	58
6.6	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho DP, pre $\alpha = 0,5$ a $\alpha = 0,7$ . . . . .	59
6.7	Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu $1 + \alpha$ realizujúceho DP, pre $\alpha = 0,3$ . . . . .	60
6.8	Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho dolnú priepusť. . . . .	61
6.9	Posun medzného kmitočtu $f_m = 150\text{kHz}$ , $f_m = 200\text{kHz}$ , $f_m = 225\text{kHz}$ , $\alpha = 0,5$ . . . . .	62
A.1	Skript <i>oustafod</i> pre návrh fraktálneho filtra známej filtračnej štruktúry v programe MATLAB, $\alpha = 0,5$ . . . . .	71
A.2	Skript <i>oustafod</i> pre návrh fraktálneho filtra navrhutej filtračnej štruktúry v programe MATLAB, $\alpha = 0,5$ . . . . .	71
A.3	Schéma zapojenia kmitočtového filtra realizovaná v programe EAGLE. . . . .	72
A.4	Vrchná strana (TOP) DPS kmitočtového filtra realizovaná v programe EAGLE. . . . .	73
A.5	Spodná strana (BOTTOM) DPS kmitočtového filtra realizovaná v programe EAGLE. . . . .	74
A.6	Fotografia vrchnej strany (TOP) DPS kmitočtového filtra. . . . .	75
A.7	Fotografia spodnej strany (BOTTOM) DPS kmitočtového filtra. . . . .	76

# SEZNAM TABULEK

4.1	Hodnoty rezistorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I. . . . .	33
4.2	Hodnoty kondenzátorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I. .	33
4.3	Hodnoty transkonduktancií použitých v simulácii. . . . .	34
4.4	Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami. . . . .	35
4.5	Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami. . . . .	37
4.6	Hodnoty transkonduktancií použitých v simulácii. . . . .	38
4.7	Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami. . . . .	39
4.8	Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami. . . . .	40
5.1	Zoznam použitých súčiastok na doske plošného spoja. . . . .	51
5.2	Zoznam použitých rezistorov na doske plošného spoja. . . . .	52
6.1	Hodnoty rezistorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I. . . . .	53
6.2	Hodnoty kondenzátorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I. .	53
6.3	Hodnoty vodivosti a transkonduktancií použitých v simulácii. . . . .	54
6.4	Horná priepusť, porovnanie teoretických hodnôt a nameraných hod- nôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu. . . . .	55
6.5	Pásmová priepusť, porovnanie teoretických hodnôt a nameraných hod- nôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu. . . . .	57
6.6	Dolná priepusť, porovnanie teoretických hodnôt s nameranými hod- notami sklonu útlmu, pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapoje- nie s prvkom BOTA tretieho rádu, a s fyzicky zmeranými hodnotami sklonu útlmu. . . . .	59
6.7	Dolná priepusť, porovnanie teoretických hodnôt pre $\alpha = 0,3$ s name- ranými hodnotami sklonu útlmu, pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu, a s fyzicky zmeranými hodnotami sklonu útlmu. . . . .	60
6.8	Hodnoty transkonduktancií nastavených v simuláciách a pri fyzickom meraní pre posúvanie medzného kmitočtu. . . . .	61
6.9	Posun medzného kmitočtu, porovnanie teoretických hodnôt kmitočtu s nameranými hodnotami v simulácii a s fyzicky zmeranými hodno- tami kmitočtu. . . . .	63



# ÚVOD

Využitie kmitočtových filtrov v rôznych odvetviach elektrotechniky v dnešnej dobe je mimoriadne veľké [1]. Veľká pozornosť sa začína obzvlášť upriamovať na kmitočtové filtre neceločíselného (fraktálneho) rádu, ktoré sú aj náplňou tejto práce. Významnosť obvodov fraktálneho rádu potvrdzuje aj fakt, že uplatnenie nájdú okrem elektrotechniky aj v iných odvetviach priemyslu. Nakoľko je potrebné ďalšie preskúmanie ich matematického opisu, rovnako ako aj spôsob ich fyzickej realizácie sa neceločíselné kmitočtové filtre navrhujú pomocou vhodných úprav celočíselných kmitočtových filtrov [5] [8].

Jednou z možností pri návrhu filtru fraktálneho rádu je náhrada pasívneho prvku celočíselného rádu pomocou pasívnych prvkov neceločíselného rádu. Možnosťou ako doceliť náhradu prvku celočíselného rádu za prvok neceločíselného rádu je aproximácia prvku. V tejto práci je riešená náhrada prvku celočíselného rádu za prvok neceločíselného rádu aproximáciou pomocou RC štruktúry Foster I a Foster II.

Prvá kapitola obsahuje základné rozdelenie kmitočtových filtrov, pričom podkapitola je venovaná aj neceločíselnému, teda fraktálnemu rádu.

Druhá kapitola sa zaoberá aktívnymi prvkami, ktoré sú využité v tejto práci pri návrhu kmitočtových filtrov. Menovite sú v tejto kapitole popísané nasledujúce aktívne prvky: operačný zosilňovač (Operational Amplifier), prúdový konvektor (Current Conveyor), prúdový sledovač (Current Follower) a operačný transkonduktačný zosilňovač (Operational Transconductance Amplifier).

V tretej kapitole je predstavená prebratá celočíselná filtračná štruktúra, ktorá v ďalšom priebehu upravená na fraktálnu. V tejto kapitole sú tiež všetky výpočty, ktoré boli počítané pri návrhu fraktálneho filtra. V závere tejto kapitoly je predstavená fraktálna RC štruktúra Foster I.

Obsahom štvrtej kapitoly sú výsledky vyhotovených simulácií kmitočtového filtra fraktálneho rádu známej filtračnej štruktúry a ich zrovnanie s teoretickými hodnotami.

Piata kapitola sa zaoberá návrhom vlastnej filtračnej štruktúry fraktálneho rádu a obsahuje výpočty potrebné pre návrh fraktálnej (neceločíselnej) filtračnej štruktúry. Obsahom tejto kapitoly sú tiež amplitúdové a fázové charakteristiky pre jednotlivé riešené rády filtru a tiež návrh dosky plošných spojov.

V poslednej šiestej kapitole sú výsledky vyhotovených simulácií kmitočtového filtra fraktálneho rádu navrhutej filtračnej štruktúry, ich porovnanie s teoretickými hodnotami a pre dolnú priepusť tiež porovnanie s fyzicky zmeranými hodnotami.

# 1 KMITOČTOVÉ FILTRE

Kmitočtové filtre sú lineárne elektrické obvody, ktoré je možné použiť vo viacerých oblastiach elektrotechniky a elektroniky. Hlavnou úlohou kmitočtových filtrov je výber kmitočtových zložiek signálu na základe ich kmitočtov. Kmitočtové zložky signálov môžu byť filterami prepúšťané bez útlmu, vtedy hovoríme o priepustnom pásme alebo potláčané a potom hovoríme o pásme potlačenia, pásme útlmu alebo o nepriepustnom pásme. Najčastejšie môžeme tieto vlastnosti vyjadriť modulovou kmitočtovou charakteristikou [1].

Prechod signálu kmitočtovým filtrom často vedie k časovému omeškaniu signálu, ktoré vzniká fázovými posuvmi harmonických zložiek. Prechod medzi priepustným a nepriepustným pásmom definuje vlastnosť filteru, ktorá sa nazýva strmosť. Strmosť je daná typom aproximácie a rádom filteru [3].

Využitie kmitočtových filtrov je mimoriadne veľké a môžeme povedať, že neexistuje oblasť elektrotechniky a elektroniky, kde by sme aspoň v určitej miere nevyužili kmitočtové filtre. Veľké využitie majú kmitočtové filtre v rádiotechnike, elektroakustike, meracej a regulačnej technike, ale aj v silnoprúdovej elektrotechnike, kde sa využívajú napr. špeciálne odrušovacie filtre a v mnohých ďalších oblastiach [1].

## 1.1 Základné delenie filtrov

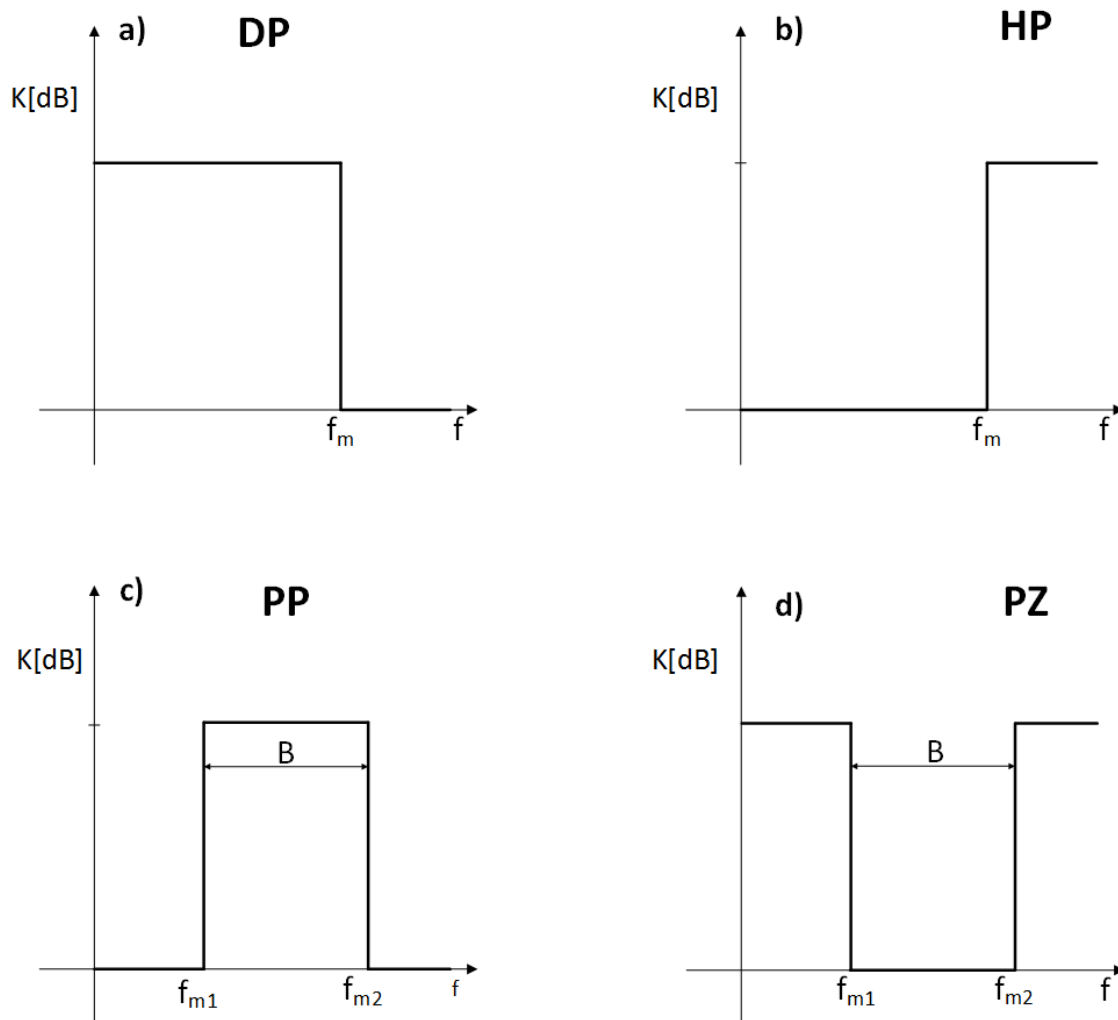
Filtre môžeme deliť podľa rôznych hľadísk a vlastností [1]. Podľa rozloženia priepustného a nepriepustného pásma, z hľadiska spracovania signálu môžeme filtre deliť na diferenčné a nediferenčné, ďalej na aktívne filtre a pasívne filtre podľa vlastností ich elektronických súčiastok, z ktorých sú zostavené, taktiež na analógové a číslicové, prípadne na celočíselné filtre a neceločíselné (fraktálne) filtre. Práve neceločíselnými (fraktálnymi) filterami sa bude zaoberať táto práca.

### 1.1.1 Rozdelenie kmitočtových filtrov podľa rozloženia kmitočtového pásma

Delenie kmitočtových filtrov podľa rozloženia priepustného a nepriepustného pásma:

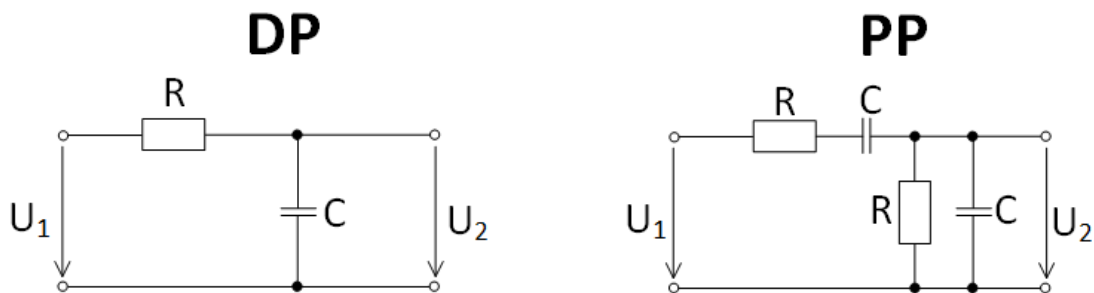
- Dolná priepusť (DP) - prepúšťa iba kmitočty, ktoré sú nižšie ako je medzný kmitočet  $f_m$ , vid. obr. 1.1a
- Horná priepusť (HP) - prepúšťa iba kmitočty, ktoré sú vyššie ako je medzný kmitočet  $f_m$ , vid. obr. 1.1b
- Pásmová priepusť (PP) - prepúšťa iba určité kmitočtové pásmo od  $f_{m1}$  do  $f_{m2}$ , vid. obr. 1.1c

- Pásmová zadrž (PZ) - zadrži je určité kmitočtové pásmo  $f_{m1}$  do  $f_{m2}$ , vid. obr. 1.1d
- Fázovací článok (FČ) - prepúšťa všetky kmitočty, ale ovplyvňuje ich fázové omeškanie



Obr. 1.1: Ideálne charakteristiky kmitočtových filtrov typu a) dolná priepusť, b) horná priepusť, c) pásmová priepusť, d) pásmová zadrž

Ako je možné vidieť z obrázku 1.2 u filtru typu dolná priepusť prvého rádu je rezistor zapojený sériovo a kondenzátor paralelne. Vzhľadom na to, že pri malých frekvenciách je kapacitná reaktancia kondenzátora v porovnaní s odporom rezistora veľmi veľká, sú malé frekvencie kapacitnou reaktanciou kondenzátora blokované, čo spôsobí, že sú prepúšťané na výstup. Pri vyšších frekvenciách je kapacitná reaktancia menšia a kondenzátor pôsobí ako skrat [2], [4].



Obr. 1.2: RC štruktúra DP a PP

Vzťah pre výpočet kapacitnej reaktancie:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} . \quad (1.1)$$

Z obrázku 1.2 je tiež možné vidieť, že nie je možné vytvoriť filter typu pásmová priepusť menší ako druhého rádu, nakoľko sa v obvode musia nachádzať minimálne dva akumulčné prvky. Narozdiel od filteru typu dolná priepusť, ktorý prepúšťa len kmitočty nižšie ako medzný kmitočet, resp. filteru typu horná priepusť, ktorý prepúšťa vyššie kmitočty ako je medzný kmitočet, filter typu pásmová priepusť prepúšťa iba frekvencie z určitého kmitočtového pásma. Šírka kmitočtového pásma  $B$  u filteru typu pásmová priepusť je daná dvomi medznými kmitočtami ako je možné vidieť na obrázku 1.1

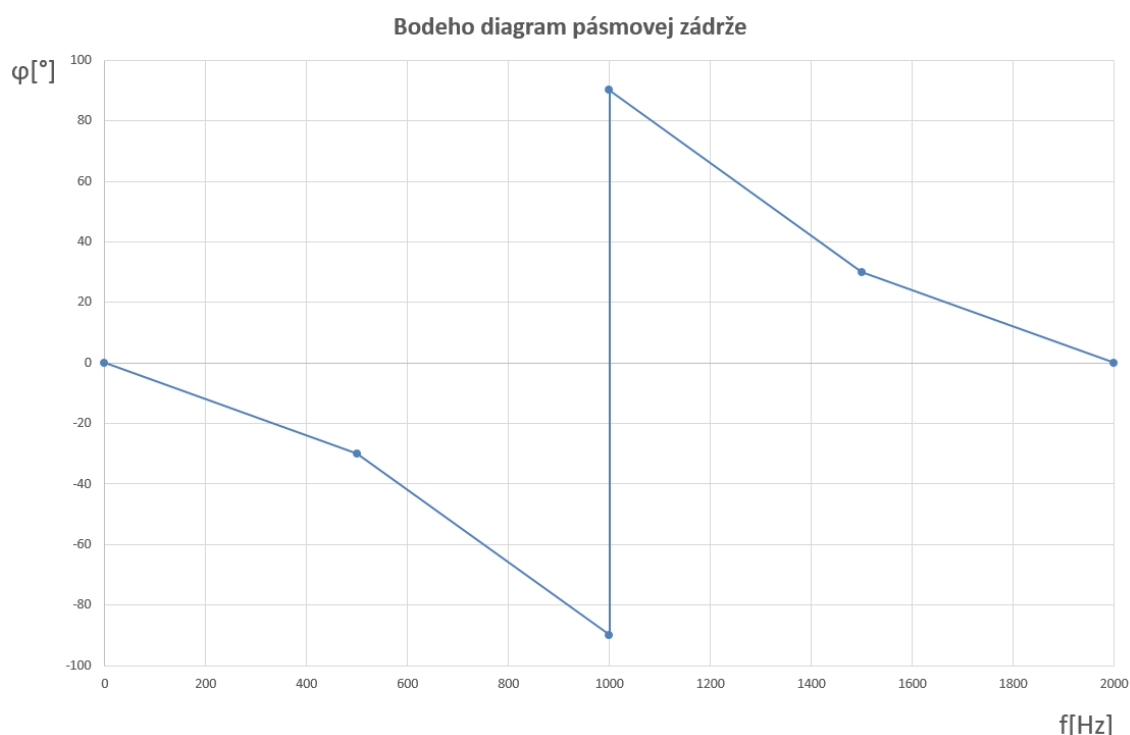
Vzťah pre výpočet medzného kmitočtu pre dolnú a hornú priepusť:

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} . \quad (1.2)$$

Všeobecná prenosová funkcia kmitočtových filtrov druhého rádu má tvar:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_0 + a_1\mathbf{p} + a_2\mathbf{p}^2}{b_0 + b_1\mathbf{p} + b_2\mathbf{p}^2} , \quad (1.3)$$

kde  $a, b$  vyjadrujú reálne koeficienty a  $p=j\omega$  je komplexná premenná. Koeficienty sú definované podľa typu filteru [3]. Okrem typu filteru (dolná priepusť, horná priepusť, pásmová priepusť, pásmová zádrž) má vplyv na koeficienty aj použitá aproximácia (Butterworth, Čebyšev, ...).



Obr. 1.3: Bodeho diagram pásmovej zádrže

### 1.1.2 Rozdelenie kmitočtových filtrov podľa použitých súčiastok

Kmitočtové filtre je možné realizovať pomocou rôznych súčiastok, ktoré do určitej miery určujú vlastnosti daného filtru. Realizovať ich je možné pomocou rezistorov, kapacitorov alebo induktorov. Taktiež môžu byť použité aj aktívne prvky, ako napr. operačné zosilňovače a preto môžeme kmitočtové filtre z hľadiska použitých súčiastok rozdeliť do dvoch skupín [1], [3]:

- **Pasívne kmitočtové filtre** - pozostávajú z prvkov RLC, takže sem patria napr. jednoduché RC filtre resp. RLC filtre. Vlastnosťou týchto filtrov je, že vstupný signál nemôžu zosilniť, ale môžu ho zoslabiť. Výhodou u týchto filtrov je, že pre svoju činnosť nepotrebujú externý zdroj napájania a vzhľadom na jednoduchosť obvodu je ich cena pomerne prijateľná.
- **Aktívne kmitočtové filtre** - nepozostávajú len z prvkov RLC, ale aj z aktívnych prvkov. U tohoto typu filtrov je možné vynechať induktory z obvodu, čo je vzhľadom na ich rozmery, parazitné vlastnosti a cenu veľkou výhodou. Určitou nevýhodou u aktívnych prvkov môže byť skutočnosť, že potrebujú externý zdroj napájania. Medzi aktívne prvky patria typicky: operačné zosilňovače, transkonduktančné zosilňovače, prúdové či napäťové konvejory a ďalšie [3], [9].

### 1.1.3 Rozdelenie kmitočtových filtrov z hľadiska celočíselnosti

Tradičné analógové kmitočtové filtre, ktoré sú celočíselného rádu, sú rozšírené v mnohých odvetviach priemyslu, napriek faktu, že moderné technológie pracujú prioritne s digitálnymi signálmi. Analógové filtre však majú naďalej využitie v praxi, nakoľko pred tým ako sa signál zdigitalizuje je potrebná jeho úprava. Veľká pozornosť sa sústreďuje aj na filtre fraktálneho rádu. U filtrov celočíselného rádu je sklon útlmu prechodu medzi priepustným a nepriepustným pásmom daný vzťahom  $20.n$  dB/dekáda, kde  $n$  udáva celočíselný rád filtru. Teda filter prvého rádu bude mať pokles 20 dB/dekádu, filter druhého rádu 40 dB/dekádu atď. U filtrov fraktálneho rádu je sklon útlmu prechodu daný vzťahom  $20.n + \alpha$  dB/dekáda, kde  $\alpha$  je reálne číslo z intervalu  $0 < \alpha < 1$  [5].

V poslednom čase sa ukázalo, že systémy fraktálneho rádu zvyšujú flexibilitu návrhu v porovnaní so systémami celočíselného rádu. Pokračujúci rast obvodov a systémov fraktálneho rádu však vyžaduje preskúmanie ich matematického opisu ako aj ich fyzickú realizáciu, nakoľko stále existujú medzery v teórii, návrhu aj implementácii filtrov fraktálneho rádu [8].

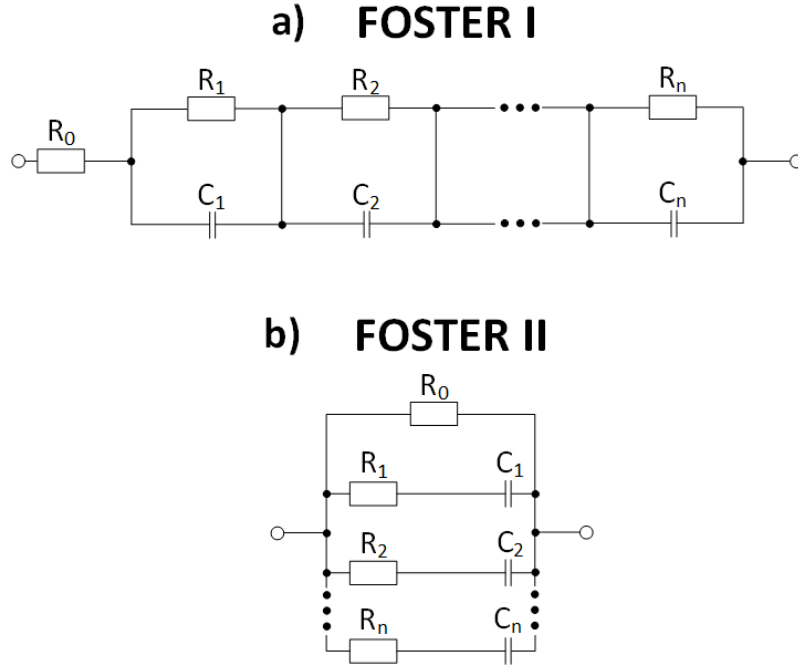
## 1.2 Neceločíselný rád

Obvody a systémy fraktálneho, teda neceločíselného, rádu získali významný záujem o ich výskum z dôvodu ich interdisciplinárnej podstaty. Využitie nájdú v biochémií, medicíne, elektrotechnike ako aj v ďalších odvetviach priemyslu. V elektrotechnike nachádzajú uplatnenie filtre a oscilátory fraktálneho rádu s ohľadom na ich výhody oproti ich celočíselným náprotivkom [10].

Komponentami pre realizáciu obvodov fraktálneho rádu sú prvky fraktálneho rádu, ktoré sú tiež známe ako Constant Phase Elements (CPEs). Toto označenie dostali na základe ich kmitočtových vlastností [16]. Nakoľko nie sú stále komerčne dostupné tieto zariadenia, je spôsobom zavádzania obvodov fraktálneho rádu ich náhrada vhodne konfigurovanými RC sieťami, ktoré sa približujú ich správaniu.

Aproximovať prvky fraktálneho rádu (CPEs) je možné pomocou RC sietí, ktoré sa nazývajú Foster I, resp. Foster II viď obr. 1.4 a RC sietí Cauer I, resp. Cauer II [10]. V tejto práci sa bude venovať pozornosť RC sieťam Foster.

Ako je možné vidieť z obr. 1.4 siete Foster I a Foster II pozostávajú z pasívnych rezistorov  $R_i$  ( $i=0, \dots, n$ ) a kondenzátorov  $C_j$  ( $j=0, \dots, n$ ). Impedancia  $Z(s)$  siete Foster I je rovná [10]:



Obr. 1.4: a) Foster I, b) Foster II.

$$Z(s) = R_0 + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{1}{C_i}}{s + \frac{1}{R_i C_i}}. \quad (1.4)$$

Pre RC sieť Foster II platí, že admitancia  $Y(s)$  je rovná [10]:

$$Y(s) = \frac{1}{R_0} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{1}{R_i} s}{s + \frac{1}{R_i C_i}}. \quad (1.5)$$

V oboch prípadoch ako pri RC sieti Foster I, tak aj pri Foster II je nutné dopočítať hodnoty pasívnych súčiastok  $R$  a  $C$  použitím ďalších rovníc ako je možné vidieť v [10].

### 1.2.1 Stabilita

Pre realizovanie systému fraktálneho rádu je mimoriadne dôležitá jeho stabilita. Štúdie stability sa zameriavali prevažne na  $s$ -doménové techniky, kde sa klasická  $s$ -rovina transformuje do kužela, ktorého fázový uhol je  $\vartheta = \alpha\pi/2$ . Pre  $\alpha=1$  sa kužel rozpadá do konvenčnej  $s$ -roviny. Navrhnutá rovnica polynómu rádu  $n$ , pre charakteristiku všeobecného lineárneho fraktálneho systému má tvar [11]:

$$\sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i} = 0, \quad (1.6)$$

kde  $a_i$  vyjadrujú reálne koeficienty,  $\alpha_i$  sú reálne čísla a  $s$  je komplexná premenná.

Nasledujúce body ukazujú všeobecné kroky pre analýzu stability:

1. Pre dané  $\alpha_i$  vypočítať korene rovnice.
2. Nájdenie absolútneho minima fáze, pre všetky korene  $|\theta_{Wmin}|$ .
3. Podmienka stability je  $|\theta_{Wmin}| > \pi/2m$ , za podmienky, že podmienka oscilácie je  $|\theta_{Wmin}| > \pi=2m$ . Inak by bol systém nestabilný.
4. Korene v rovine  $W$ , ktoré zodpovedajú fyzikálnym koreňom v rovine  $s$ , môžu byť získané nájdením všetkých koreňov ležiacich v oblasti  $|\theta_W| > \pi/m$  a následným použitím inverznej transformácie  $s = W^m$ . Časovú odozvu systému je možné odvodiť z týchto koreňov [11].

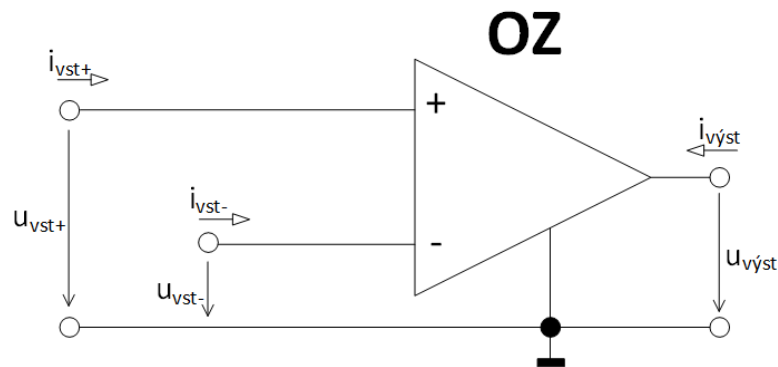


## 2 AKTÍVNE PRVKY

V tejto kapitole sú uvedené vybrané aktívne prvky, ktoré je možné využiť pri návrhu kmitočtových filtrov.

### 2.1 Operačný zosilňovač

Operačný zosilňovač (OZ alebo tiež OPA) je napätím riadený zdroj napätia [6]. Je to trojpólové zariadenie, ktoré pozostáva z dvoch vstupov a jedného výstupu. Jeden vstup je tzv. invertujúci a značí sa znamienkom mínus. Druhý vstup je tzv. neinvertujúci a označuje sa znamienkom plus. Tento aktívny prvok je určený na použitie s externými pasívnymi prvkami ako sú rezistory a kondenzátory, umiestnenými medzi vstupnými a výstupnými svorkami, ktoré určujú výslednú funkciu alebo operáciu zosilňovača [7]. Napätie  $u_{vst}$  medzi vstupnými svorkami ideálneho OZ je rovné nule, vstupný prúd  $i_{vst}$  je nulový a napäťové zosilnenie  $A_v$  je nekonečné. Na obrázku 2.1 je znázornená schematická značka OZ:



Obr. 2.1: Operačný zosilňovač [6].

$$u_{vst} = u_{vst+} - u_{vst-} \approx 0, \quad (2.1)$$

$$i_{vst+} \approx i_{vst-} \approx 0, \quad (2.2)$$

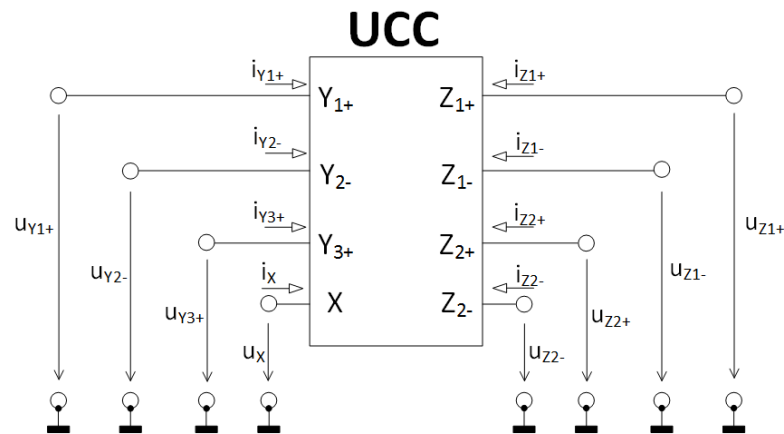
$$A_v = \frac{u_{vyst}}{u_{vst}}. \quad (2.3)$$

## 2.2 Prúdový konvektor

Prúdový konvektor CC (Current Conveyor) bol prvýkrát spomenutý v roku 1968 pá-  
nmi Sedrom a Smithom. Jednalo sa o prúdový konvektor prvej generácie (CCI) a prvé  
praktické implementácie boli realizované bipolárnou technológiou. Postupom času  
vznikali nové typy prúdových konvektorov ako napríklad prúdový konvektor druhej  
generácie (CCII), pri ktorom sa začali využívať implementácie v MOS technológii,  
alebo v roku 1995 prúdový konvektor tretej generácie (CCIII) [12].

Všetky generácie prúdových konvektorov je možné realizovať pomocou jedného uni-  
verzálneho aktívneho prvku, ktorý sa nazýva univerzálny prúdový konvektor UCC  
(Universal Current Conveyor) [13].

Univerzálny prúdový konvektor definujeme ako osembran, ktorý má tri vysokoim-  
pedančné napäťové vstupy, ktoré sa označujú  $Y_1+$ ,  $Y_2-$ ,  $Y_3+$ , ďalej jeden nízkoim-  
pedančný vstup  $X$  a štyri prúdové výstupy  $Z_1+$ ,  $Z_1-$ ,  $Z_2+$ ,  $Z_2-$  s kladným alebo  
záporným prúdovým prenosom zo svorky  $X$  [3], [12].

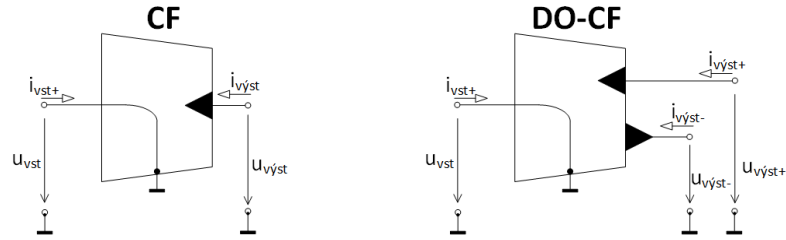


Obr. 2.2: Univerzálny prúdový konvektor [12].

## 2.3 Prúdový sledovač

Prúdový sledovač CF (Current Follower) je aktívny prvok, ktorý sa vyskytuje ako  
základný prvok v rámci mnohých iných aktívnych prvkov, ale je použiteľný aj samo-  
statne s pasívnymi súčiastkami. Prúdový sledovač je zdroj prúdu riadený prúdom  
[3]. Prúdový sledovač môže mať jeden ale aj viac výstupov vid. obr. 2.3. CF, ktorý  
ma dva výstupy sa nazýva Double-Output Current Follower (DO-CF). Správanie  
DO-CF popisuje nasledujúca rovnica [14]:

$$i_{vyst+} = -i_{vyst-} = i_{vst} . \quad (2.4)$$



Obr. 2.3: Schematická značka CF, DO-CF [14].

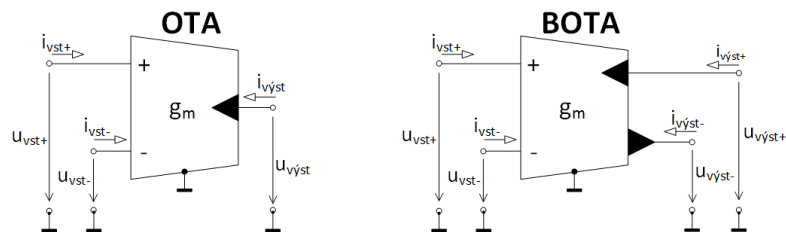
## 2.4 Operačný transkonduktančný zosilňovač

Operačný transkonduktančný zosilňovač OTA (Operational Transconductance Amplifier) je aktívny prvok, ktorý je v ideálnom prípade napätím riadený zdroj prúdu. OTA je možné použiť samostatne alebo v kombinácii s inými aktívnymi prúdovými prvkami. Hlavným parametrom je transkonduktancia  $g_m$ . Správanie OTA je možné popísať nasledujúcou rovnicou [13]:

$$u_{vyst} = g_m(u_{vst+} - u_{vst-}) , \quad (2.5)$$

kde  $u_{vst+}$  a  $u_{vst-}$  sú napätia na neinvertujúcom a invertujúcom vstupe OTA vzťahnuté voči zemi [15].

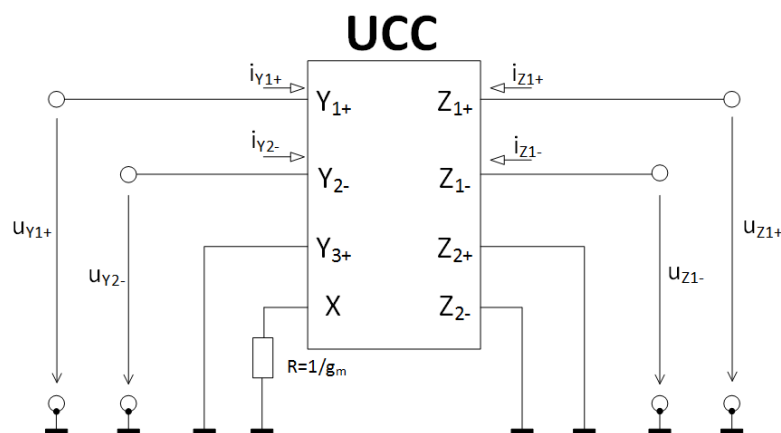
Poznáme dva druhy operačných transkonduktančných zosilňovačov. V prípade, že má OTA dva výstupy jedná sa o prvok, ktorý sa nazýva BOTA (Balanced Operational Transconductance Amplifier) [13]. Schematické značky OTA a BOTA sú zobrazené na obr. 2.4:



Obr. 2.4: Schematická značka OTA, BOTA [13].

V prípade, že má operačný transkonduktančný zosilňovač väčší počet výstupov hovoríme o prvku MOTA (Multiple-output Operational Transconductance Amplifier). BOTA aj MOTA sú diferenčné aktívne prvky [13].

Realizácia operačného transkonduktančného zosilňovača je možná aj pomocou univerzálneho prúdového konveju (UCC) [13]. V tejto práci je použitá realizácia prvku BOTA pomocou UCC pri návrhu vlastnej filtračnej štruktúry. Pri zapojení UCC ako BOTA sa použijú dve výstupné prúdové svorky UCC, zvyšné dve sú uzemnené. Na vstupnú prúdovú svorku X je pripojený rezistor, ktorý definuje transkonduktanciu, ktorá je nepriamo úmerne závislá na hodnote odporu [13]. Zapojenie UCC ako BOTA sa nachádza na obrázku 2.5



Obr. 2.5: Realizácia aktívneho prvku BOTA pomocou UCC [13].

### 2.4.1 Simulačný model MOTA tretieho rádu

Pre porovnanie výsledkov simulácií s ideálnymi prvkami je v tejto práci, v časti simulácií vlastnej fraktálnej filtračnej štruktúry, použitý model aktívneho prvku BOTA tretieho rádu, ktorý nahradzuje v obvode ideálny prvok BOTA. Na obrázku 2.6 sa nachádza model operačného transkonduktančného zosilňovača s väčším počtom výstupov (MOTA), avšak nakoľko je pre túto prácu použitý prvok BOTA, použité sú iba jeho dva výstupy a zvyšné sú uzemnené.



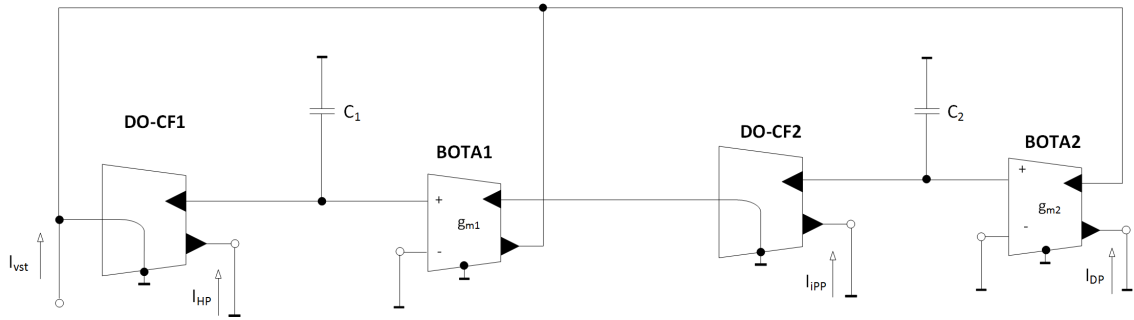
24

### 3 NÁVRH FILTRA FRAKTÁLNEHO RÁDU

V tejto kapitole je predstavená celočíselná štruktúra, ktorá bola prebratá z [17] a využitá pre túto prácu. Nasleduje komplexný návrh fraktálneho filtra, vrátane kompletného numerického návrhu.

#### 3.1 Filter s dvoma prvkami BOTA a dvoma prvkami CF

Známa filtračná štruktúra bola publikovaná v roku 2010 v [17]. Jedná sa o celočíselný kmitočtový filter pracujúci v prúdovom móde. Ako je možné vidieť z obrázku 3.1 kmitočtový filter má 3 výstupy, pričom každý z výstupov realizuje iný typ filtru.



Obr. 3.1: Schéma zapojenia aktívneho filtra druhého rádu, s dvoma prvkami BOTA a dvoma prvkami DO-CF, realizujúceho hornú priepusť, pásmovú priepusť a dolnú priepusť [17].

Prvý výstup realizuje hornú priepusť druhého rádu a prenosová funkcia má nasledujúci tvar:

$$H^{HP}(s) = \frac{s^2(C_1C_2)}{s^2(C_1C_2) + s(C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}}. \quad (3.1)$$

Druhý výstup realizuje pásmovú priepusť druhého rádu a prenosová funkcia má nasledujúci tvar:

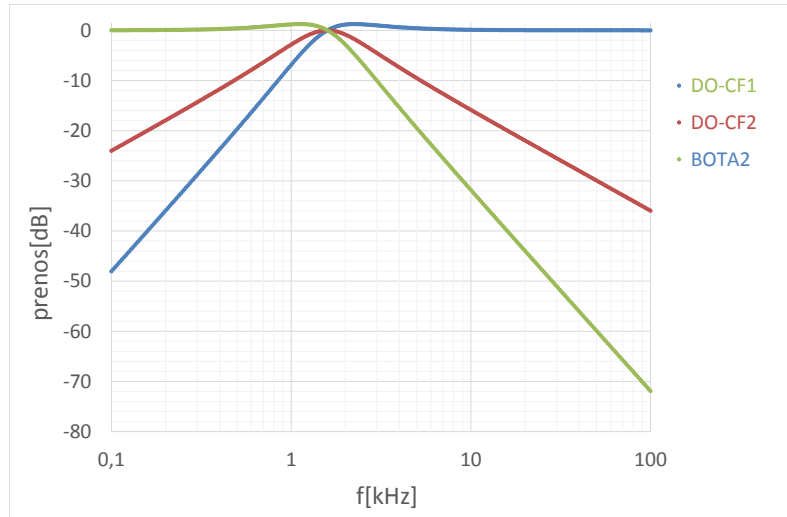
$$H^{PP}(s) = \frac{s(C_2g_{m1})}{s^2(C_1C_2) + s(C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}}. \quad (3.2)$$

Tretí výstup realizuje dolnú priepusť druhého rádu a prenosová funkcia má nasledujúci tvar:

$$H^{DP}(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2(C_1C_2) + s(C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}}. \quad (3.3)$$

Tvary prenosových funkcií boli získané pomocou programu SNAP.

Z obrázku 3.2 je možné vidieť, že dolná priepust a horná priepust majú pokles 40 dB/dekádu, nakoľko sa jedná o funkcie druhého rádu a sklon útlmu prechodu medzi priepustným a nepriepustným pásmom je daný vzťahom  $20 \cdot n$  dB/dekáda. Pásmová priepust musí byť minimálne druhého rádu, pokles 40 dB/dekádu je a aj u pásmovej priepusti druhého rádu, avšak je rozdelený na 20 dB/dekádu a 20 dB/dekádu.



Obr. 3.2: Výsledok simulácie, s ideálnymi prvkami, celočíselnej filtračnej štruktúry druhého rádu 3.1,  $f_m=1591,55\text{Hz}$ , HP, DP, PP.

### Výpočet medzného kmitočtu a faktoru kvality podľa [17]

Na úvod boli zvolené hodnoty kondenzátorov  $C_1$  a  $C_2$  a transkonduktancií  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ :

- $C_1=C_2=1\text{nF}$ ,
- $g_{m1}=g_{m2}=10\mu\text{S}$ .

Výpočet uhlovej frekvencie  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (3.4)$$

nakoľko zvolené parametre  $C_1$  a  $C_2$  sú rovnaké, čo platí aj pre  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  je možné výpočet  $\omega_0$  zjednodušiť na tvar:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}. \quad (3.5)$$

Dosadením zvolených hodnôt a odmocnením dostaneme výsledok pre uhlovú frekvenciu:

$$\omega_0 = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{220 \cdot 10^{-12}} = 454,54 \cdot 10^3 \text{ rad.s}^{-1}. \quad (3.6)$$

Následne je možné vypočítať medzný kmitočet  $f_m$ :

$$f_m = \frac{\omega}{2\pi}, \quad (3.7)$$

dosadením známych hodnôt dostávame výsledný medzný kmitočet  $f_m$ :

$$f_m = \frac{454,54 \cdot 10^3}{2\pi} = 72,343 \text{ kHz}. \quad (3.8)$$

Faktor kvality sa vypočíta na základe vzťahu:

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}, \quad (3.9)$$

keďže sú hodnoty kondenzátorov  $C_1$  a  $C_2$  rovnaké, čo platí aj transkonduktancie  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ , je faktor kvality rovný:

$$Q = 1. \quad (3.10)$$

## 3.2 Výpočty pre fraktálny filter

Na úvod je ukázaný všeobecný výpočet transkonduktancií  $g_m$ , pre jednu z možností nahradenia kondenzátora fraktálnou RC štruktúrou. Následne sú ukázané výpočty pre fraktálny filter, ktoré sú riešené pre hodnoty  $\alpha=0,3$ ,  $\alpha=0,5$  a  $\alpha=0,7$ . Pre každú z hodnôt  $\alpha$  je postupne vypočítaná hodnota fraktálneho kapacitoru, ktorý je nahradený RC štruktúrou Foster, ďalej koeficienty  $K$ , ktoré sú potrebné k Butterworthovej aproximácii a následne hodnoty transkonduktancií  $g_m$ .

### 3.2.1 Všeobecný výpočet transkonduktancií $g_m$ pre $C_{1\alpha}$

Pri všeobecnom výpočte transkonduktancií vychádzame z prenosovej funkcie dolnej priepusti 3.3 a z rovnice pre Butterworthovu aproximáciu, ktorá je uvedená v [19]. V tejto podkapitole bude uvedený všeobecný výpočet transkonduktancií pre prípad nahradenia kondenzátoru  $C_1$  fraktálnou RC štruktúrou. Výpočty pre prípad nahradenia kondenzátoru  $C_2$  fraktálnou RC štruktúrou resp. pre prípad, keď sú oba kondenzátory  $C_1$  aj  $C_2$  nahradené fraktálnou RC



štruktúrou majú podobný postup.

Prenosová funkcia dolnej priepusti:

$$H^{DP}(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2(C_1C_2) + s(C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}}. \quad (3.11)$$

Prenosová funkcia pre Butterworthovu aproximáciu [19]:

$$H_{1+\alpha}^{DP}(s) = \frac{K_1}{s^{1+\alpha} + s^\alpha K_3 + K_2}. \quad (3.12)$$

Na začiatku sa v prenosovej funkcii dolnej priepusti nahradí kondenzátor  $C_1$  za fraktálny kondenzátor  $C_{1\alpha}$ , potom dostávame tvar prenosovej funkcie:

$$H^{DP}(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^{1+\alpha}(C_{1\alpha}C_2) + s^\alpha(C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}}. \quad (3.13)$$

Následne sa prenosová funkcia podelí výrazom, ktorý sa nachádza pri najvyššej mocnine, v tomto prípade výrazom  $C_{1\alpha}C_2$ . Potom dostávame tvar prenosovej funkcie:

$$H^{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1\alpha}C_2}}{s^{1+\alpha} + s^\alpha \frac{C_2g_{m1}}{C_{1\alpha}C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1\alpha}C_2}}. \quad (3.14)$$

V ďalšom kroku sa upraví prenosová funkcia pre Butterworthovu aproximáciu. Rovnica sa vynásobí polynómom  $\omega_0^{1+\alpha}$ . Potom tvar prenosovej funkcie pre Butterworthovu aproximáciu je:

$$H_{1+\alpha}^{DP}(s) = \frac{K_1\omega_0^{1+\alpha}}{s^{1+\alpha} + s^\alpha K_3\omega_0^\alpha + K_2\omega_0^{1+\alpha}}. \quad (3.15)$$

Následným porovnaním koeficientov v menovateli prenosovej funkcie dolnej priepusti a prenosovej funkcie pre Butterworthovu aproximáciu dostaneme:

$$\frac{g_{m1}}{C_{1\alpha}} = K_3\omega_0^\alpha, \quad (3.16)$$

resp.

$$\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1\alpha}C_2} = K_2\omega_0^{1+\alpha}. \quad (3.17)$$

Z toho vyplýva, že hodnotu transkonduktancie  $g_{m1}$  vypočítame:

$$g_{m1} = C_{1\alpha}K_3\omega_0^\alpha, \quad (3.18)$$

a hodnotu transkonduktancie  $g_{m2}$ :

$$g_{m2} = \frac{K_2\omega_0^{1+\alpha}C_{1\alpha}C_2}{g_{m1}}. \quad (3.19)$$

Po dosadení  $g_{m1}$  a následnom zjednodušení, dostávame výsledný vzorec pre výpočet  $g_{m1}$ :

$$g_{m1} = C_{1\alpha} K_3 \omega_0^\alpha, \quad (3.20)$$

resp. výsledný vzorec pre výpočet  $g_{m2}$ :

$$g_{m2} = \frac{K_2 \omega_0 C_2}{K_3}. \quad (3.21)$$

### 3.2.2 Všeobecný výpočet $C_\alpha$ a koeficientov K

Výpočet fraktálneho kapacitoru podľa [18]:

$$C_\alpha = C \cdot \omega_0^{1-\alpha}. \quad (3.22)$$

Výpočet koeficientov K podľa [19]:

$$K_1 = 1, \quad (3.23)$$

$$K_2 = 0,2937\alpha + 0,71216, \quad (3.24)$$

$$K_3 = 1,068\alpha^2 + 0,161\alpha + 0,3324. \quad (3.25)$$

### 3.2.3 Výpočty pre $\alpha = 0,4$

Výpočet fraktálneho kapacitoru:

$$C_\alpha = 220.10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 72,343.10^3)^{0,6} = 545,72 \text{ nF} \cdot \text{s}^{\alpha-1}. \quad (3.26)$$

Výpočet koeficientov K:

$$K_1 = 1, \quad (3.27)$$

$$K_2 = 0,2937.0,4 + 0,71216 = 0,82964, \quad (3.28)$$

$$K_3 = 1,068.0,4^2 + 0,161.0,4 + 0,3324 = 0,56768. \quad (3.29)$$

Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{1\alpha}$ :

$$g_{m1} = 545,72.10^{-9} \cdot 0,56768 \cdot (2\pi \cdot 72,343.10^3)^{0,4} = 56,77 \mu\text{S}, \quad (3.30)$$

$$g_{m2} = \frac{0,82964 \cdot 2\pi \cdot 72,343.10^3 \cdot 220.10^{-12}}{0,56768} = 146,15 \mu\text{S}. \quad (3.31)$$

Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{2\alpha}$ :

$$g_{m1} = 220.10^{-12} \cdot 0,56768 \cdot (2\pi \cdot 72,343.10^3)^{0,4} = 22,89 \text{ nS}, \quad (3.32)$$

$$g_{m2} = \frac{0,82964 \cdot 2\pi \cdot 72,343.10^3 \cdot 545,72.10^{-9}}{0,56768} = 360 \text{ mS}. \quad (3.33)$$

### 3.2.4 Výpočty pre $\alpha = 0,5$

Výpočet fraktálneho kapacitoru:

$$C_\alpha = 220.10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 72,343.10^3)^{0,5} = 148,32 \text{ nF} \cdot \text{s}^{\alpha-1}. \quad (3.34)$$

Výpočet koeficientov K:

$$K_1 = 1, \quad (3.35)$$

$$K_2 = 0,2937.0,5 + 0,71216 = 0,85901, \quad (3.36)$$

$$K_3 = 1,068.0,5^2 + 0,161.0,5 + 0,3324 = 0,6799. \quad (3.37)$$

Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{1\alpha}$ :

$$g_{m1} = 148,32.10^{-9} \cdot 0,6799 \cdot (2\pi \cdot 72,343.10^3)^{0,5} = 67,99 \mu\text{S}, \quad (3.38)$$

$$g_{m2} = \frac{0,85901 \cdot 2\pi \cdot 72,343.10^3 \cdot 220.10^{-12}}{0,6799} = 126,34 \mu\text{S}. \quad (3.39)$$

**Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{2\alpha}$ :**

$$g_{m1} = 220 \cdot 10^{-12} \cdot 0,6799 \cdot (2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3)^{0,5} = 100,85 \text{ nS}, \quad (3.40)$$

$$g_{m2} = \frac{0,85901 \cdot 2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3 \cdot 148,32 \cdot 10^{-9}}{0,6799} = 85 \text{ mS}. \quad (3.41)$$

### 3.2.5 Výpočty pre $\alpha = 0,6$

**Výpočet fraktálneho kapacitoru:**

$$C_\alpha = 220 \cdot 10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3)^{0,4} = 40,31 \text{ nF} \cdot \text{s}^{\alpha-1}. \quad (3.42)$$

**Výpočet koeficientov K:**

$$K_1 = 1, \quad (3.43)$$

$$K_2 = 0,2937 \cdot 0,6 + 0,71216 = 0,88838, \quad (3.44)$$

$$K_3 = 1,068 \cdot 0,6^2 + 0,161 \cdot 0,6 + 0,3324 = 0,81348. \quad (3.45)$$

**Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{1\alpha}$ :**

$$g_{m1} = 40,31 \cdot 10^{-9} \cdot 0,81348 \cdot (2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3)^{0,6} = 81,35 \mu\text{S}, \quad (3.46)$$

$$g_{m2} = \frac{0,88838 \cdot 2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12}}{0,81348} = 109,21 \mu\text{S}. \quad (3.47)$$

**Výpočet  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  pre  $C_{2\alpha}$ :**

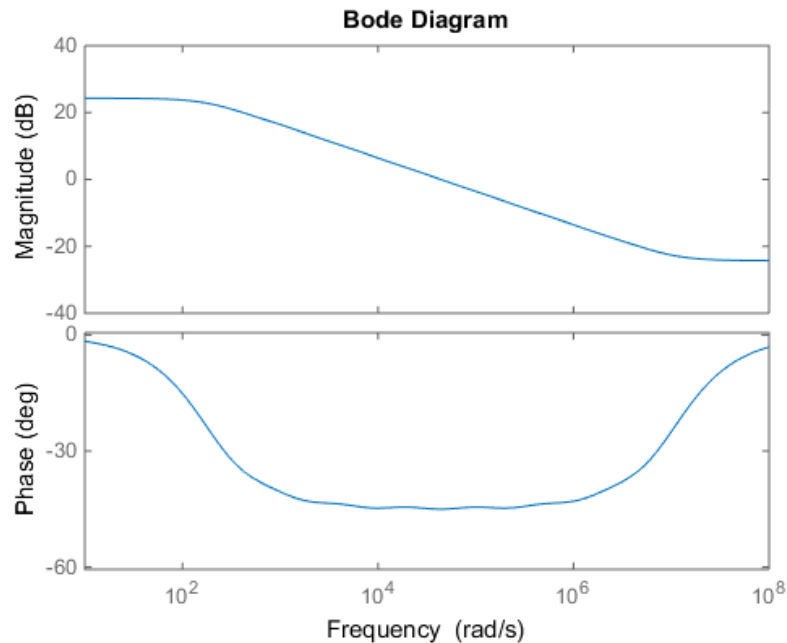
$$g_{m1} = 220 \cdot 10^{-12} \cdot 0,81348 \cdot (2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3)^{0,6} = 443,93 \text{ nS}, \quad (3.48)$$

$$g_{m2} = \frac{0,88838 \cdot 2\pi \cdot 72,343 \cdot 10^3 \cdot 40,31 \cdot 10^{-9}}{0,81348} = 20 \text{ mS}. \quad (3.49)$$

## 3.3 RC štruktúra Foster

RC štruktúra Foster bola už predstavená v kapitole 1.2. V kapitole 1.2 sa nachádzajú rebríkové schémy pre Foster I aj Foster II. V tejto práci je pre simulácie využitá fraktálna RC štruktúra Foster I. Nahradenie pasívneho prvku fraktálnou RC štruktúrou je jednou z metód ako je možné z celočíselnej filtračnej štruktúry spraviť filtračnú štruktúru fraktálneho rádu. V tejto práci sú kondenzátor  $C_1$ , resp. kondenzátor  $C_2$  nahradené RC štruktúrou Foster I. Pre výpočet hodnôt kondenzátorov a rezistorov, ktoré tvoria fraktálnu RC štruktúru Foster je použitý pre túto prácu skript *oustafod* v programe MATLAB.

Kód tohoto skriptu je priložený v tejto práci v prílohe A.1. Ako príklad pre výpočet je, použitá hodnota  $\alpha = 0,5$ . Platnosť aproximácie je v tomto prípade do hodnoty frekvencie približne 11MHz. Platnosť aproximácie ukazujú aj amplitúdová charakteristika a fázová charakteristika, ktoré sú zobrazené na obrázku 3.3.



Obr. 3.3: Amplitúdová a fázová charakteristika štruktúry Foster I v programe MATLAB.

Z fázovej charakteristiky je možné vidieť platnosť aproximácie, ktorá je približne do frekvencie 11MHz. Z amplitúdovej charakteristiky je vidieť, že pokles na dekádu je približne 10 dB/dekádu, nakoľko fraktálny kondenzátor pri hodnote  $\alpha = 0,5$  otáča fázu o 45 stupňov oproti bežnému kondenzátoru, ktorý otáča fázu o 90 stupňov a teda aj pokles na dekádu je polovičný oproti 20 dB/dekádu.

## 4 SIMULÁCIE ZNÁMEJ FILTRAČNEJ ŠTRUKTÚRY

V tejto kapitole sú ukázané dosiahnuté výsledky simulácií, pre ktoré bol použitý program OrCAD a PSpice. Schéma zapojenia celočíselnej štruktúry, ktorá bola predstavená vyššie v dokumente, sa nachádza na obr. 3.1. Simulované boli možnosti nahradenia kondenzátora  $C_1$  fraktálnou RC štruktúrou Foster I obr. 4.1, resp. kondenzátora  $C_2$  fraktálnou RC štruktúrou Foster I obr. 4.4. Výsledky simulácií sú spracované pre prúdový sledovač DO-CF1, ktorý realizuje hornú priepusť a pre transkonduktančný zosilovač BOTA2, ktorý realizuje dolnú priepusť. Výsledky simulácií pásmovej priepusti nie sú v tejto práci uvedené z dôvodu útlmu charakteristiky pásmovej priepusti pri nahradení kondenzátora  $C_2$  fraktálnou RC štruktúrou Foster I a nakoľko táto záhada nebola odstránená.

V nasledujúcich dvoch tabuľkách sa nachádzajú hodnoty rezistorov a kondenzátorov, ktoré sa nachádzajú v RC štruktúre Foster I. Tieto hodnoty boli vypočítané v programe MATLAB pomocou skriptu *oustafod*, ktorý sa nachádza v prílohe A.1.

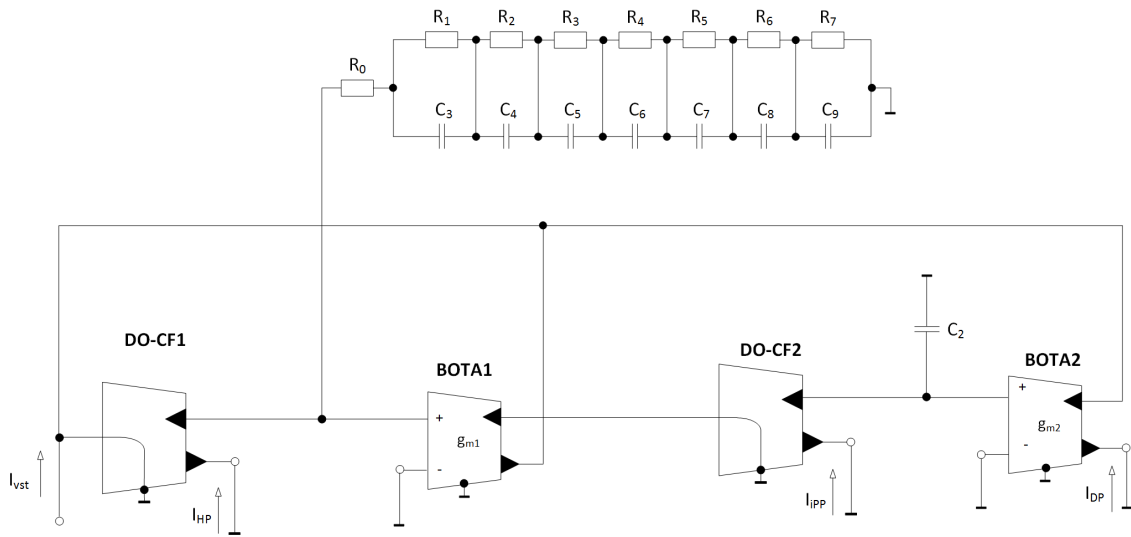
$\alpha$	$R_0[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$R_3[\Omega]$	$R_4[\Omega]$	$R_5[\Omega]$	$R_6[\Omega]$	$R_7[\Omega]$
0,4	2,72k	1,79k	3,81k	7,36k	14,03k	26,8k	52,83k	129,51k
0,5	1,97k	1,56k	3,94k	8,97k	20,09k	45,18k	106,01k	341,78k
0,6	1,42k	1,24k	3,74k	10,01k	26,33k	69,71k	195,33k	860,79k

Tab. 4.1: Hodnoty rezistorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I.

$\alpha$	$C_3[\text{F}]$	$C_4[\text{F}]$	$C_5[\text{F}]$	$C_6[\text{F}]$	$C_7[\text{F}]$	$C_8[\text{F}]$	$C_9[\text{F}]$
0,4	144,95p	337,75p	863,63p	2,24n	5,8n	14,55n	29,36n
0,5	181,02p	353,25p	767,24p	1,69n	3,73n	7,85n	12,05n
0,6	246,24p	403,57p	744,88p	1,4n	2,62n	4,62n	5,18n

Tab. 4.2: Hodnoty kondenzátorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I.

## 4.1 Kondenzátor $C_1$ nahradený RC štruktúrou Foster I



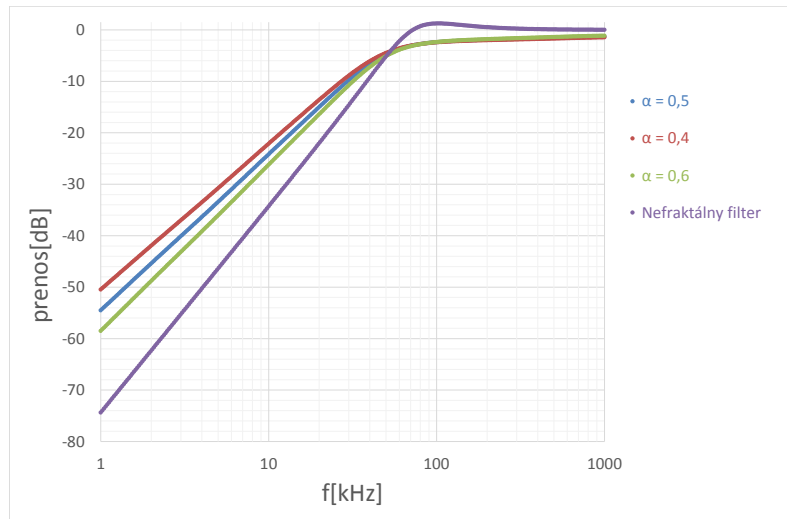
Obr. 4.1: Nahradenie kondenzátora  $C_1$  štruktúrou Foster I aproximujúcou pseudo-kapacitor.

### 4.1.1 Výsledky simulácií aktívnej hornej priepusti

Simulácie prebehli pre hodnoty  $\alpha = 0,4$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,6$ . Hodnoty transkonduktancií  $g_m$ , ktoré boli vypočítané v kapitole 3.2 boli nastavené v simulácii a sú zobrazené v nasledujúcej tabuľke.

$\alpha$	$g_{m1}[\mu S]$	$g_{m2}[\mu S]$
0,4	56,77	146,15
0,5	67,99	126,34
0,6	81,35	109,21

Tab. 4.3: Hodnoty transkonduktancií použitých v simulácii.



Obr. 4.2: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho HP.

Na obrázku 4.2 je možné vidieť výsledok simulácií hornej priepusti, realizovanej na výstupe prvku DO-CF1, kedy bol kondenzátor  $C_1$  nahradený RC štruktúrou Foster 1, pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$  a porovnanie s neceločíselným filtrom. Podľa teoretických znalostí by mal byť pokles na dekádu pre hodnotu  $\alpha = 0,4$  rovný 28 dB/dekádu, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  by mal byť pokles rovný 30 dB/dekádu a pre hodnotu  $\alpha = 0,6$  by mal byť pokles na dekádu rovný 32 dB/dekádu.

Namerané hodnoty zo simulácií sa nachádzajú v tabuľke 4.4.

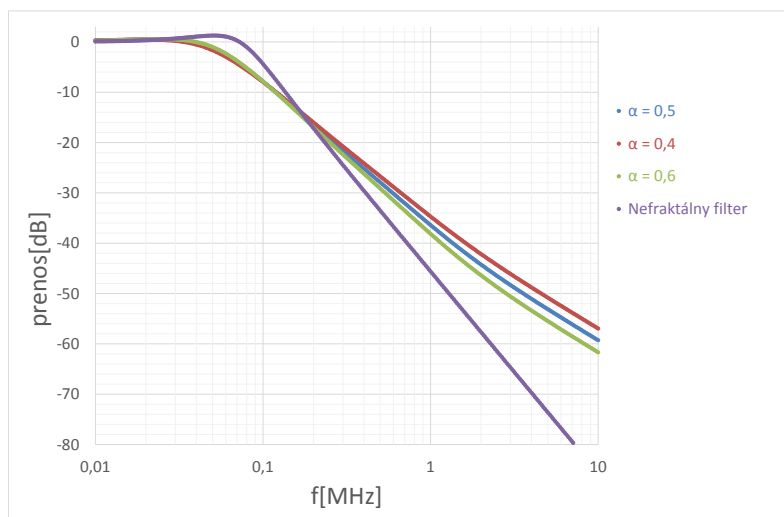
$\alpha$	Teoretická hodnota	Simulácia
0,4	28 [dB/dek]	28,33 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	30,32 [dB/dek]
0,6	32 [dB/dek]	32,29 [dB/dek]

Tab. 4.4: Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami.



### 4.1.2 Výsledky simulácií aktívnej dolnej priepusti

Simulácie prebehli pre hodnoty  $\alpha = 0,4$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,6$ . Hodnoty transkonduktancií  $g_m$  sú rovnaké ako pre simulácie hornej priepusti a nachádzajú sa v tabuľke 4.3.



Obr. 4.3: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho DP.

Z grafu na obrázku 4.3 je možné vidieť výsledok simulácií dolnej priepusti fraktálneho filtra, ktorá je realizovaná na výstupe prvku BOTA2, pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$  a porovnanie s neceločíselným filtrom. Podľa teoretických znalostí by mal byť pokles na dekádu pre hodnotu  $\alpha = 0,4$  rovný 28 dB/dekádu, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  by mal byť pokles rovný 30 dB/dekádu a pre hodnotu  $\alpha = 0,6$  by mal byť pokles na dekádu rovný 32 dB/dekádu.

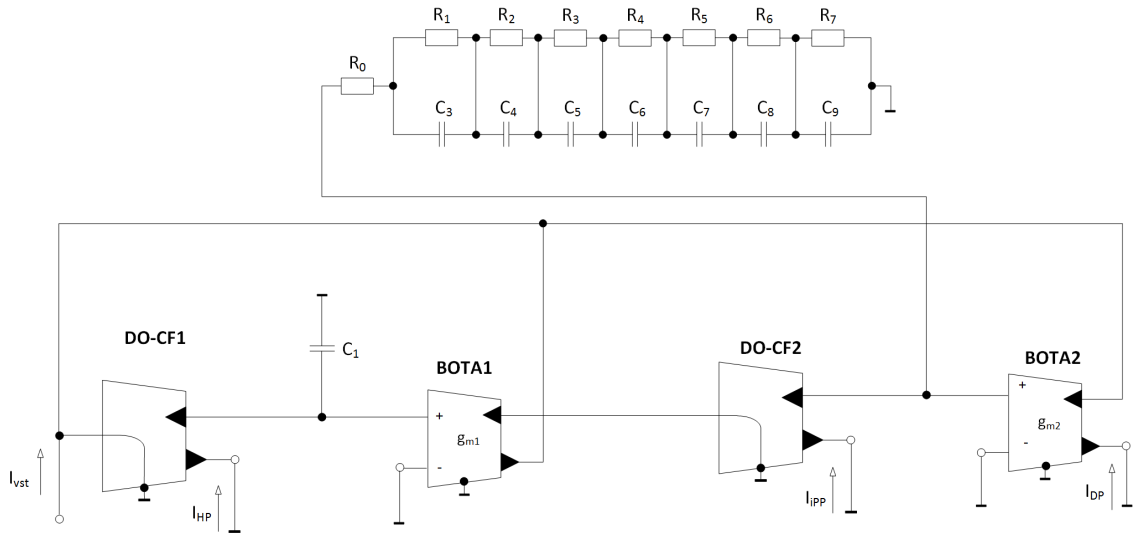
Z grafu simulácie je možné vidieť, že hodnoty pre všetky  $\alpha$  sa líšia približne o 1,5 dB/dekádu oproti teoretickej hodnote.

Hodnoty namerané simuláciami sa nachádzajú v tabuľke 4.5.

$\alpha$	Teoretická hodnota	Simulácia
0,4	28 [dB/dek]	26,72 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	28,46 [dB/dek]
0,6	32 [dB/dek]	30,38 [dB/dek]

Tab. 4.5: Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami.

## 4.2 Kondenzátor $C_2$ nahradený RC štruktúrou Foster I



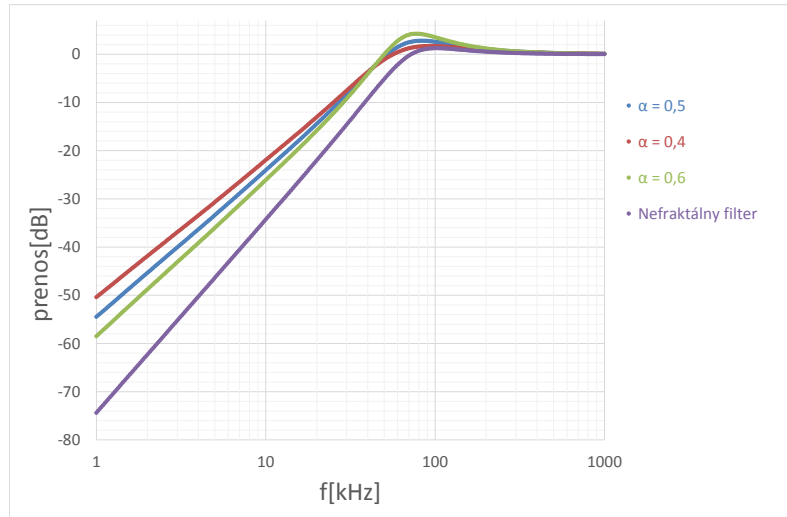
Obr. 4.4: Nahradenie kondenzátora  $C_2$  štruktúrou Foster I aproximujúcou pseudo-kapacitor.

### 4.2.1 Výsledky simulácií aktívnej hornej priepusti

Simulácie prebehli opäť pre hodnoty  $\alpha = 0,4$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,6$ . Hodnoty transkonduktancií  $g_m$ , ktoré boli vypočítané v kapitole 3.2 boli nastavené v simulácii a sú zobrazené v nasledujúcej tabuľke.

$\alpha$	$g_{m1}[nS]$	$g_{m2}[mS]$
0,4	22,89	360
0,5	100,85	85
0,6	443,93	20

Tab. 4.6: Hodnoty transkonduktancií použitých v simulácii.



Obr. 4.5: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho HP.

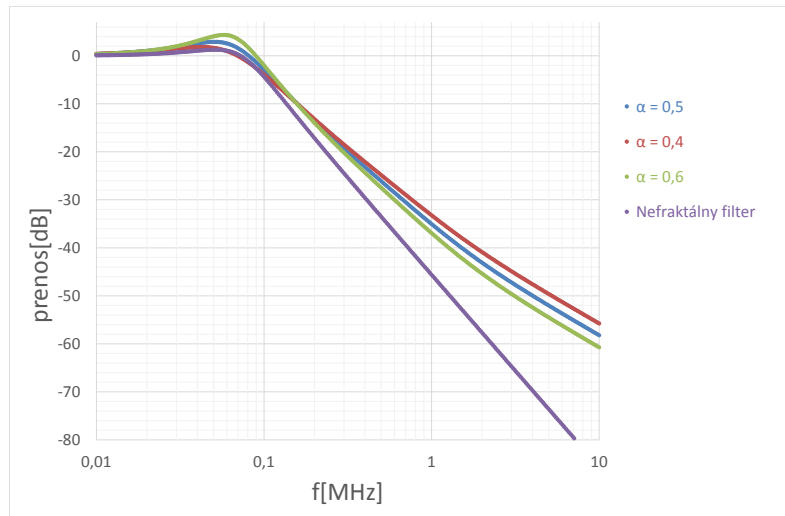
Na obrázku 4.5 je možné vidieť výsledok simulácií hornej priepusti, realizovanej na výstupe prvku DO-CF1, kedy bol kondenzátor  $C_2$  nahradený RC štruktúrou Foster 1, pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$  a porovnanie s neceločíselným filtrom. Podľa teoretických znalostí by mal byť pokles na dekádu pre hodnotu  $\alpha = 0,4$  rovný 28 dB/dekádu, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  by mal byť pokles rovný 30 dB/dekádu a pre hodnotu  $\alpha = 0,6$  by mal byť pokles na dekádu rovný 32 dB/dekádu. Z grafu simulácie je možné, že výsledky sa oproti teoretickým líšia o maximálne 0,5 dB/dekádu, namerané hodnoty zo simulácií sa nachádzajú v tabuľke 4.7:

$\alpha$	Teoretická hodnota	Simulácia
0,4	28 [dB/dek]	28,43 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	30,42 [dB/dek]
0,6	32 [dB/dek]	32,39 [dB/dek]

Tab. 4.7: Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami.

#### 4.2.2 Výsledky simulácií aktívnej dolnej priepusti

Simulácie prebehli pre hodnoty  $\alpha = 0,4$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,6$ . Hodnoty transkonduktancií  $g_m$  sú rovnaké ako pre simulácie hornej priepusti. V tabuľke 4.6 sa nachádzajú ich hodnoty.



Obr. 4.6: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho DP.

Z grafu na obrázku 4.6 je možné vidieť výsledok simulácií dolnej priepusti fraktálneho filtra, ktorá je realizovaná na výstupe prvku BOTA2, pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$  a porovnanie s neceločíselným filtrom. Podľa teoretických znalostí by mal byť pokles na dekádu pre hodnotu  $\alpha = 0,4$  rovný 28 dB/dekádu, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  by mal byť pokles rovný 30 dB/dekádu a pre hodnotu  $\alpha = 0,6$  by mal byť pokles na dekádu rovný 32 dB/dekádu.

Z kmitočtovej amplitúdovej charakteristiky je možné vidieť, že podobne ako pri nahradení kondenzátora  $C_1$  sa hodnoty u dolnej priepusti oproti teoretickým líšia o približne 1 až 1,5 dB/dekádu. Tento jav môže byť spôsobený tým, že dolná priepusť pracuje na kmitočtoch kedy aproximácia kondenzátora postupne prestáva fungovať, viď. obrázok 3.3.

Hodnoty namerané simuláciami sa nachádzajú v nasledujúcej tabuľke 4.8.

$\alpha$	Teoretická hodnota	Simulácia
0,4	28 [dB/dek]	26,43 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	28,82 [dB/dek]
0,6	32 [dB/dek]	31,32 [dB/dek]

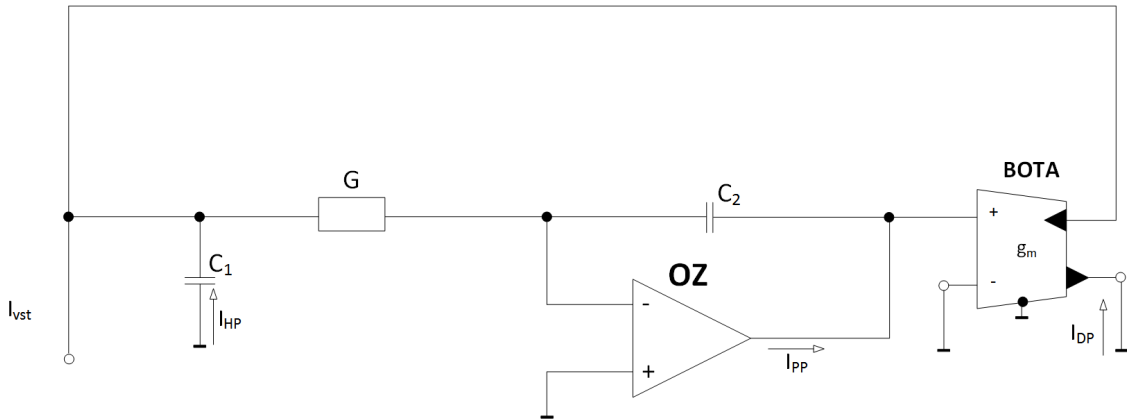
Tab. 4.8: Porovnanie teoretických hodnôt a simulovaných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami.

## 5 NÁVRH VLASTNEJ FILTRAČNEJ ŠTRUKTÚRY FRAKTÁLNEHO RÁDU

V tejto kapitole je predstavená mnou navrhnutá filtračná štruktúra, pre ktorú sú následne vypočítané hodnoty, ktoré sú potrebné pre návrh filtračnej štruktúry fraktálneho rádu.

### 5.1 Filter pozostávajúci z operačného zosilňovača a prvku BOTA

Na obrázku 5.1 je vyobrazená schéma zapojenia celočíselnej filtračnej štruktúry, ktorá pozostáva z dvoch aktívnych prvkov, ktorými sú operačný zosilňovač a operačný transkonduktančný zosilňovač a taktiež z pasívnych prvkov kondenzátorov a rezistoru. Táto filtračná štruktúra realizuje hornú priepusť, dolnú priepusť a pásmovú priepusť. Všetky typy priepustí sú druhého rádu.



Obr. 5.1: Schéma zapojenia aktívneho filtra druhého rádu, s prvkom OZ a s prvkom BOTA, realizujúceho hornú priepusť, pásmovú priepusť a dolnú priepusť.

Prenosová funkcia hornej priepusti má tvar:

$$H^{HP}(s) = \frac{-s^2(AC_1C_2 + C_1C_2) - s(C_1G)}{s^2(AC_1C_2 + C_1C_2) + s(AC_2G + C_2G + C_1G) + AGg_m}. \quad (5.1)$$

Prenosová funkcia pásmovej priepusti má tvar:

$$H^{PP}(s) = \frac{-s(AC_2G + C_2G)}{s^2(AC_1C_2 + C_1C_2) + s(AC_2G + C_2G + C_1G) + AGg_m}. \quad (5.2)$$

Prenosová funkcia dolnej priepusti má tvar:

$$H^{DP}(s) = \frac{-AGg_m}{s^2(AC_1C_2 + C_1C_2) + s(AC_2G + C_2G + C_1G) + AGg_m}. \quad (5.3)$$

Tvary prenosových funkcií boli získané pomocou programu SNAP.

Avšak, nakoľko je zosilnenie operačného zosilňovača ideálne nekonečné, a tým pádom niekoľko násobne väčšie ako hodnoty  $C$ ,  $G$  a  $g_m$ , je možné zanedbať členy, v ktorých sa hodnota zosilnenia  $A$  nevyskytuje. Následne majú prenosové funkcie pre jednotlivé typy priepustí nasledujúci tvar:

Horná priepusť:

$$H^{HP}(s) = \frac{-s^2(AC_1C_2)}{s^2(AC_1C_2) + s(AC_2G) + AGg_m}. \quad (5.4)$$

Pásmová priepusť:

$$H^{PP}(s) = \frac{-s(AC_2G)}{s^2(AC_1C_2) + s(AC_2G) + AGg_m}. \quad (5.5)$$

Dolná priepusť:

$$H^{DP}(s) = \frac{-AGg_m}{s^2(AC_1C_2) + s(AC_2G) + AGg_m}. \quad (5.6)$$

Tieto rovnice je možné ešte upraviť vyňatím parametru  $A$  v menovateli a jeho následným vykrátením s parametrom  $A$  v čitateli. Túto úpravu je možné urobiť pre všetky typy priepustí, keďže sa hodnota zosilnenia  $A$  nachádza vo všetkých troch rovniciach v čitateli aj v menovateli. Po tejto úprave dostávame konečný tvar prenosových funkcií:

Horná priepusť:

$$H^{HP}(s) = \frac{-s^2(C_1C_2)}{s^2(C_1C_2) + s(C_2G) + Gg_m}. \quad (5.7)$$

Pásmová priepusť:

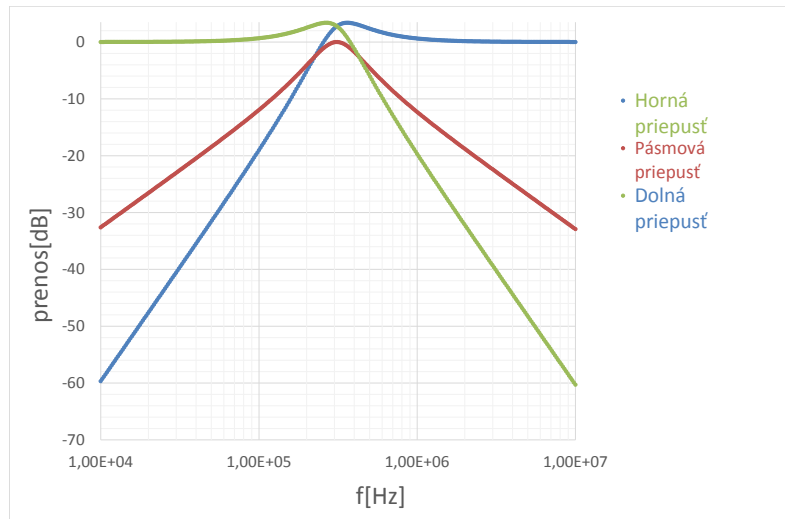
$$H^{PP}(s) = \frac{-s(C_2G)}{s^2(C_1C_2) + s(C_2G) + Gg_m}. \quad (5.8)$$

Dolná priepusť:

$$H^{DP}(s) = \frac{-Gg_m}{s^2(C_1C_2) + s(C_2G) + Gg_m}. \quad (5.9)$$

Záporná hodnota čitateľa je zrejme daná zmenou polarizácie vplyvom iných modelov aktívnych prvkov použitých v programoch SNAP a OrCAD, ktoré nekorešpondujú s reálnymi modelmi daných aktívnych prvkov.

Nakoľko je horná priepusť, dolná priepusť aj pásmová priepusť druhého rádu, tak všetky typy priepustí majú pokles 40 dB/dekádu, čo je možné vidieť z obrázku 5.2.



Obr. 5.2: Výsledok simulácie, s ideálnymi prvkami, celočíselnej filtračnej štruktúry druhého rádu 5.1,  $f_m=338,63\text{kHz}$ , HP, DP, PP.

### Výpočet medzného kmitočtu a faktoru kvality

Hodnoty kondenzátorov  $C_1$  a  $C_2$ , transkonduktancie  $g_m$  a hodnota vodivosti  $G$  boli zvolené nasledovne:

- $C_1=C_2=470\text{pF}$ ,
- $g_m=1\text{mS}$ ,
- $G=1\text{mS}$ .

Výpočet uhlovej frekvencie  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m G}{C_1 C_2}}, \quad (5.10)$$

keďže zvolené parametre  $C_1$  a  $C_2$  sú rovnaké, je možné výpočet  $\omega_0$  zjednodušiť na tvar:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m G}{C^2}}. \quad (5.11)$$

Následným dosadením zvolených hodnôt a odmocnením dostaneme výsledok pre uhlovú frekvenciu:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{(470 \cdot 10^{-12})^2}} = 2127,66 \cdot 10^3 \text{rad.s}^{-1}. \quad (5.12)$$



Z hodnoty uhlovej frekvencie je možné vypočítať medzný kmitočet  $f_m$ :

$$f_m = \frac{\omega}{2\pi}, \quad (5.13)$$

dosadením známych hodnôt dostávame výsledný medzný kmitočet  $f_m$ :

$$f_m = \frac{2127,66 \cdot 10^3}{2\pi} = 338,627 \text{kHz}. \quad (5.14)$$

Faktor kvality sa vypočíta na základe vzťahu:

$$Q = \sqrt{\frac{g_m C_1}{G C_2}}, \quad (5.15)$$

nakolko sú hodnoty kondenzátorov  $C_1$  a  $C_2$  rovnaké, čo platí aj transkonduktanciu  $g_m$  a hodnotu vodivosti  $G$ , je faktor kvality rovný:

$$Q = 1. \quad (5.16)$$

## 5.2 Fraktálny filter - výpočty

V tejto časti je ukázaný všeobecný výpočet pre transkonduktanciu  $g_m$  a vodivosť  $G$ , pre nahradenie kondenzátoru  $C_1$  fraktálnou RC štruktúrou. Ďalšie výpočty pre fraktálny filter sú riešené pre konkrétne hodnoty  $\alpha=0,3$ ,  $\alpha=0,5$  a  $\alpha=0,7$ . Pre každú z hodnôt  $\alpha$  je postupne vypočítaná hodnota fraktálneho kapacitoru, ktorý je nahradený RC štruktúrou Foster, ďalej koeficienty  $K$ , ktoré sú potrebné k Butterworthovej aproximácii a následne hodnoty transkonduktancie  $g_m$  a vodivosti  $G$ .

### 5.2.1 Všeobecný výpočet transkonduktancií $g_m$ pre $C_{1\alpha}$

Postup je rovnaký, aký bol predstavený už vyššie v texte, konkrétne v kapitole 3.2. Pri všeobecnom výpočte pre transkonduktanciu a rovnako aj pre vodivosť, vychádzame z prenosovej funkcie dolnej priepusti 5.9 a z rovnice pre Butterworthovu aproximáciu, ktorá je uvedená v [19].

Prenosová funkcia dolnej priepusti:

$$H^{DP}(s) = \frac{-Gg_m}{s^2(C_1C_2) + s(C_2G) + Gg_m}. \quad (5.17)$$

Prenosová funkcia pre Butterworthovu aproximáciu [19]:

$$H_{1+\alpha}^{DP}(s) = \frac{K_1}{s^{1+\alpha} + s^\alpha K_3 + K_2}. \quad (5.18)$$

Na začiatku sa v prenosovej funkcii dolnej priepusti nahradí kondenzátor  $C_1$  za fraktálny kondenzátor  $C_{1\alpha}$ , potom dostávame tvar prenosovej funkcie:

$$H^{DP}(s) = \frac{-Gg_m}{s^{1+\alpha}(C_{1\alpha}C_2) + s^\alpha(C_2G) + Gg_m}. \quad (5.19)$$

V ďalšom kroku sa prenosová funkcia podelí výrazom, ktorý sa nachádza pri najvyššej mocnine, v tomto prípade výrazom  $C_{1\alpha}C_2$ . Potom dostávame tvar prenosovej funkcie:

$$H^{DP}(s) = \frac{\frac{-Gg_m}{C_{1\alpha}C_2}}{s^{1+\alpha} + s^\alpha \frac{C_2G}{C_{1\alpha}C_2} + \frac{Gg_m}{C_{1\alpha}C_2}}. \quad (5.20)$$

Následne sa upraví prenosová funkcia pre Butterworthovu aproximáciu. Rovnica sa vynásobí polynómom  $\omega_0^{1+\alpha}$ . Potom tvar prenosovej funkcie pre Butterworthovu aproximáciu je:

$$H_{1+\alpha}^{DP}(s) = \frac{K_1\omega_0^{1+\alpha}}{s^{1+\alpha} + s^\alpha K_3\omega_0^\alpha + K_2\omega_0^{1+\alpha}}. \quad (5.21)$$

Následným porovnaním koeficientov v menovateli prenosovej funkcie dolnej priepusti a prenosovej funkcie pre Butterworthovu aproximáciu dostaneme:

$$\frac{G}{C_{1\alpha}} = K_3\omega_0^\alpha, \quad (5.22)$$

resp.

$$\frac{Gg_m}{C_{1\alpha}C_2} = K_2\omega_0^{1+\alpha}. \quad (5.23)$$

Z toho vyplýva, že hodnotu vodivosti  $G$  vypočítame:

$$G = C_{1\alpha}K_3\omega_0^\alpha, \quad (5.24)$$

a hodnotu transkonduktancie  $g_m$ :

$$g_m = \frac{K_2\omega_0^{1+\alpha}C_{1\alpha}C_2}{G}. \quad (5.25)$$

Po dosadení  $G$  a následnom zjednodušení, dostávame výsledný vzorec pre výpočet transkonduktancie  $g_m$ :

$$g_m = \frac{K_2\omega_0C_2}{K_3}. \quad (5.26)$$

### 5.2.2 Všeobecný výpočet $C_\alpha$ a koeficientov $K$

Výpočet fraktálneho kapacitoru podľa [18]:

$$C_\alpha = C.\omega_0^{1-\alpha}. \quad (5.27)$$

Výpočet koeficientov K podľa [19]:

$$K_1 = 1, \quad (5.28)$$

$$K_2 = 0,2937\alpha + 0,71216, \quad (5.29)$$

$$K_3 = 1,068\alpha^2 + 0,161\alpha + 0,3324. \quad (5.30)$$

### 5.2.3 Výpočty pre $\alpha = 0,3$

Výpočet fraktálneho kapacitoru:

$$C_\alpha = 470.10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 338,627.10^3)^{0,7} = 12,64\mu F \cdot s^{\alpha-1}. \quad (5.31)$$

Výpočet koeficientov K:

$$K_1 = 1, \quad (5.32)$$

$$K_2 = 0,2937 \cdot 0,3 + 0,71216 = 0,80027, \quad (5.33)$$

$$K_3 = 1,068 \cdot 0,3^2 + 0,161 \cdot 0,3 + 0,3324 = 0,47682. \quad (5.34)$$

Výpočet  $G$  a  $g_m$  pre  $C_{1\alpha}$ :

$$G = 12,64.10^{-6} \cdot 0,47682 \cdot (2\pi \cdot 338,627.10^3)^{0,3} = 476,8\mu S, \quad (5.35)$$

$$g_m = \frac{0,80027 \cdot 2\pi \cdot 338,627.10^3 \cdot 470.10^{-12}}{0,47682} = 1,68mS. \quad (5.36)$$

### 5.2.4 Výpočty pre $\alpha = 0,5$

Výpočet fraktálneho kapacitoru:

$$C_\alpha = 470.10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 338,627.10^3)^{0,5} = 685,57nF \cdot s^{\alpha-1}. \quad (5.37)$$

Výpočet koeficientov K:

$$K_1 = 1, \quad (5.38)$$

$$K_2 = 0,2937 \cdot 0,5 + 0,71216 = 0,85901, \quad (5.39)$$

$$K_3 = 1,068 \cdot 0,5^2 + 0,161 \cdot 0,5 + 0,3324 = 0,6799. \quad (5.40)$$

Výpočet  $G$  a  $g_m$  pre  $C_{1\alpha}$ :

$$G = 685,57.10^{-9} \cdot 0,6799 \cdot (2\pi \cdot 338,627.10^3)^{0,5} = 679,9\mu S, \quad (5.41)$$

$$g_m = \frac{0,85901 \cdot 2\pi \cdot 338,627.10^3 \cdot 470.10^{-12}}{0,6799} = 1,26mS. \quad (5.42)$$

### 5.2.5 Výpočty pre $\alpha = 0,7$

Výpočet fraktálneho kapacitoru:

$$C_\alpha = 470 \cdot 10^{-12} \cdot (2\pi \cdot 338,627 \cdot 10^3)^{0,3} = 37,19 \text{ nF} \cdot \text{s}^{\alpha-1}. \quad (5.43)$$

Výpočet koeficientov K:

$$K_1 = 1, \quad (5.44)$$

$$K_2 = 0,2937 \cdot 0,7 + 0,71216 = 0,91775, \quad (5.45)$$

$$K_3 = 1,068 \cdot 0,7^2 + 0,161 \cdot 0,7 + 0,3324 = 0,96842. \quad (5.46)$$

Výpočet  $G$  a  $g_m$  pre  $C_{1\alpha}$ :

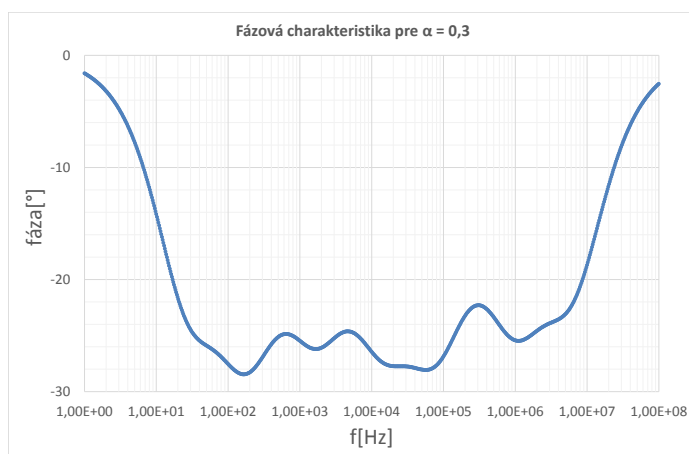
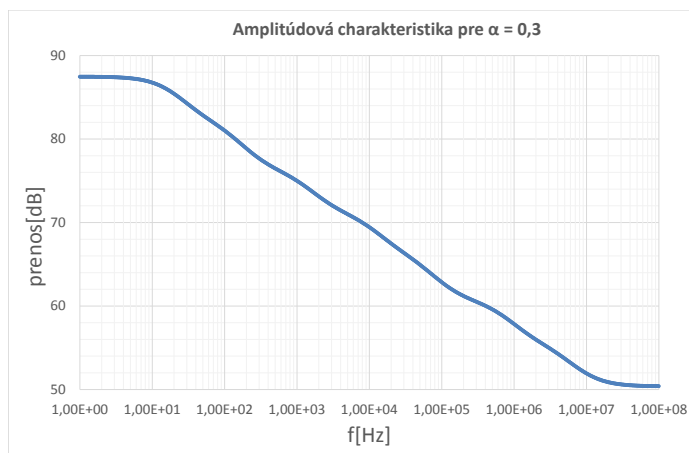
$$G = 37,19 \cdot 10^{-9} \cdot 0,96842 \cdot (2\pi \cdot 338,627 \cdot 10^3)^{0,7} = 968,4 \mu\text{S}, \quad (5.47)$$

$$g_m = \frac{0,91775 \cdot 2\pi \cdot 338,627 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-12}}{0,96842} = 947,68 \mu\text{S}. \quad (5.48)$$

## 5.3 RC štruktúra Foster I - amplitúdová a fázová charakteristika

V tejto časti je vyobrazená amplitúdová a fázová charakteristika pre jednotlivé simulované hodnoty  $\alpha$ . Nakoľko sú hodnoty kondenzátorov a rezistorov v RC štruktúre Foster I odlišné pre každú hodnotu  $\alpha$ , je nutné pre zobrazenie oboch charakteristík simulovať tri rôzne RC štruktúry Foster I. Výsledné charakteristiky boli získané meraním impedancií RC štruktúr a pre simulácie bol použitý program OrCAD a PSpice.

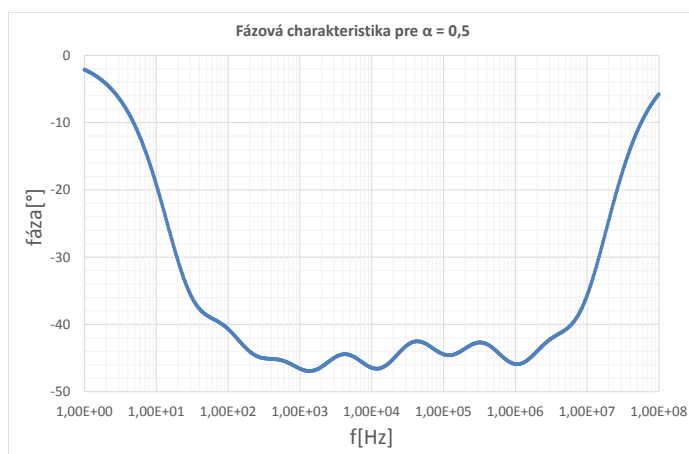
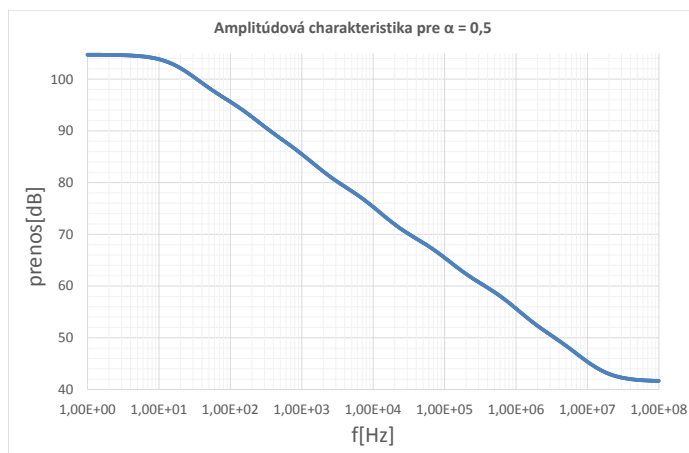
### 5.3.1 Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,3$



Obr. 5.3: Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu  $\alpha = 0,3$ .

Z amplitúdovej a fázovej charakteristiky na obrázku je zjavné, že platnosť aproximácie fraktálneho kondenzátora je platná približne od hodnoty 10 Hz do hodnoty približne 20 MHz. Tieto hodnoty sú platné pre všetky hodnoty  $\alpha$  pre daný navrhnutý filter. Z fázovej charakteristiky môžeme vyčítať, že pri hodnote  $\alpha = 0,3$  je fázový posun  $-27$  stupňov pre oblasť, v ktorej platí aproximácia. Hodnota sklonu útlmu je 6 dB/dekádu, čo je možné vyčítať z amplitúdovej charakteristiky. Tieto hodnoty sa vypočítajú pomocou vzťahu  $90.\alpha$  pre fázu resp.  $20.\alpha$  pre prenos.

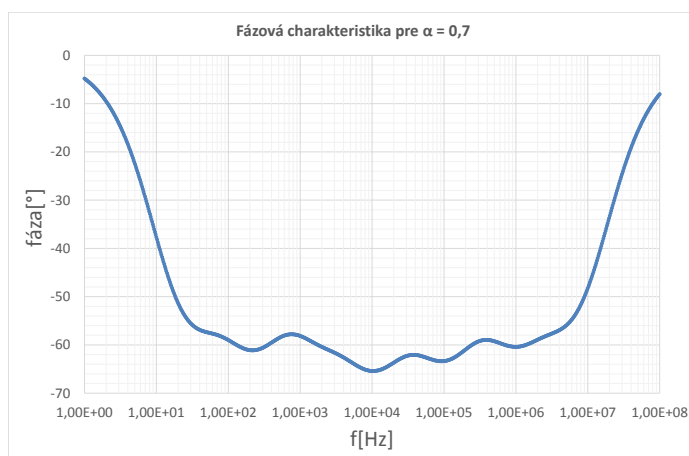
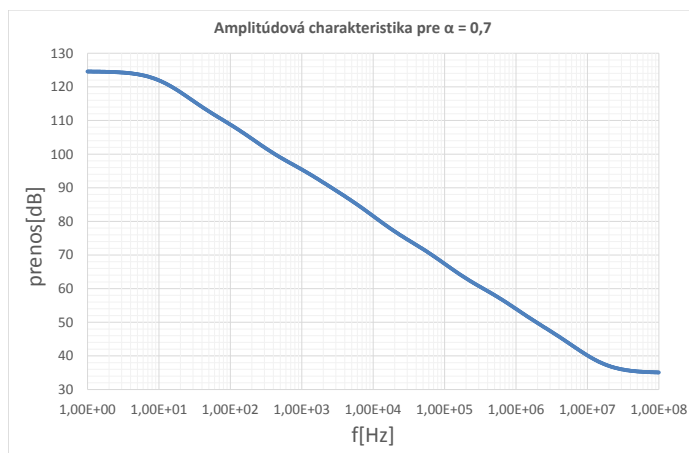
### 5.3.2 Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,5$



Obr. 5.4: Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu  $\alpha = 0,5$ .

V časti 5.3.1 už bolo uvedené, že platnosť aproximácie je pre všetky hodnoty  $\alpha$  rovnaká, čo môžeme tiež vyčítať z obrázku 6.4. Ako už bolo v kapitole 3.3 uvedené, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  je fázový posun, pre oblasť platnosti aproximácie  $-45$  stupňov a hodnota sklonu útlmu je 10 dB/dekádu, čo je možné vyčítať z amplitúdovej charakteristiky.

### 5.3.3 Kmitočtová charakteristika pre hodnotu $\alpha = 0,7$



Obr. 5.5: Amplitúdová a fázová charakteristika pre hodnotu  $\alpha = 0,7$ .

Z obrázku 6.5 je zjavné, že platnosť aproximácie fraktálneho kondenzátora je opäť rovnako ako u predchádzajúcich hodnôt  $\alpha$  platná približne od hodnoty 10 Hz do hodnoty približne 20 MHz, pričom platí, že funkčnosť aproximácie je lepšia u hodnôt, ktoré sa nenachádzajú v bezprostrednej blízkosti medzných hodnôt. Pre hodnotu  $\alpha = 0,7$  je fázový posun  $-63$  stupňov pre oblasť, v ktorej platí aproximácia. Z amplitúdovej charakteristiky je vidieť, že sklon útlmu je 14 dB/dekádu.

## 5.4 Návrh dosky plošných spojov

Aby bolo možné teoretické resp. simulované hodnoty overiť praktickým meraním, bola navrhnutá a zhotovená doska plošných spojov (DPS). Na výstupe sa meria dolná priepusť. Schéma zapojenia kmitočtového filtra sa nachádza v prílohe A.3, návrh vrchnej strany (TOP) DPS v prílohe A.4 a návrh spodnej strany (BOTTOM) DPS v prílohe A.5. Jedná sa o dvojvrstvovú DPS, pričom fotografia prednej strany fyzicky zhotovenej DPS je v prílohe A.6 a fotografia zadnej strany v prílohe A.7. Ako operačný zosilňovač bol použitý AD817 a ako aktívny prvok BOTA bol použitý čip UCC, ktorý mi bol poskytnutý školou. Súpis všetkých súčiastok nachádzajúcich sa na DPS je v nasledujúcej tabuľke 5.1, s výnimkou rezistorov, ktorých súpis sa nachádza v tabuľke 5.2 .

Súčiastka	Púzdro	Hodnota
C <sub>1</sub>	C0805	470p
C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> , C <sub>7</sub> , C <sub>8</sub>	E2-5	100u
C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub> , C <sub>30</sub>	C0805	100n
C <sub>9</sub> , C <sub>13</sub> , C <sub>14</sub>	C0805	220p, 15n, 33n
C <sub>10</sub> , C <sub>17</sub> , C <sub>23</sub>	C0805	470p
C <sub>11</sub> , C <sub>25</sub>	C0805	1,5n
C <sub>12</sub> , C <sub>27</sub>	C0805	4,7n
C <sub>15</sub> , C <sub>16</sub> , C <sub>20</sub>	C0805	68n, 150p, 47n
C <sub>18</sub> , C <sub>26</sub>	C0805	3,3n
C <sub>19</sub> , C <sub>28</sub> , C <sub>29</sub>	C0805	10n
C <sub>21</sub> , C <sub>22</sub> , C <sub>24</sub>	C0805	220n, 680n, 680p
CON-1	JUMPER1X3OPR	-
CON-2	JUMPER1X3OPR	-
JP1	2X03	-
JP2	2X03	-
JUM1	JUMPER1X3PUV	-
JUM2	JUMPER1X3PUV	-
CP1	BNC	-
CP2	BNC	-
IC-1	PLCC44S	UCC
IC1	SO8	AD817

Tab. 5.1: Zoznam použitých súčiastok na doske plošného spoja.



Súčiastka	Púzdro	Hodnota
$R_0, R_{01}, R_{02}, R_{0IN}, R_{0IN1}$	R0805	0
$R_{0OUT}, R_{0OUT1}, R_{gm}$	R0805	0
$R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}$	R0805	0
$R_{T1}, R_{T2}$	R0805	8,2k
$R_1, R_2, R_3, R_4$	R0805	1k, 120, 150, 560
$R_5, R_{14}$	R0805	1,5k
$R_6, R_{BIA}$	R0805	4,7k
$R_7, R_{17}$	R0805	12k, 33k, 120k, 330
$R_8, R_9, R_{10}, R_{11}$	R0805	33k, 120k, 330, 220
$R_{12}, R_{20}$	R0805	470
$R_{13}, R_{15}, R_{16}, R_{18}$	R0805	820, 2,7k, 5,6k, 56
$R_{19}, R_{21}, R_{22}$	R0805	100, 2,2k, 10k
$R_{23}, R_{24}, R_{25}$	R0805	33k, 150k, 1,5M

Tab. 5.2: Zoznam použitých rezistorov na doske plošného spoja.

Hodnoty rezistorov a kondenzátorov boli vypočítané pomocou skriptu *oustafod* v programe MATLAB, ktorého kód je priložený v prílohe A.2. Pre DPS boli zvolené najbližšie hodnoty rezistorov a kondenzátorov k vypočítaným, ktoré sú bežne vyrábané. Všetky rezistory a kodenzátory použité na doske plošného spoja sú s toleranciou  $\pm 5\%$ .

V súbore s návrhom dosky plošných spojov .brd, ktorý je priložený k tejto práci sa nachádza chyba, nakoľko počas merania bola zistená chyba, kedy bol v schéme skrat vstupu a výstupu. Tento problém bol fyzicky na DPS vyriešený odstránením nulových rezistorov  $R_{0OUT}$ , resp.  $R_{02}$  a prepojením daných vývodov drátovým prepojom. V súbore so schémou zapojenia dosky plošného spoja .sch, bol tento problém opravený.

## 6 VÝSLEDKY SIMULÁCIÍ A MERANIA NAVRHNUTEJ FILTRAČNEJ ŠTRUKTÚRY

Táto kapitola sa zaoberá dosiahnutými výsledkami simulácií, pre ktoré bol použitý program OrCAD a PSpice. Simulácie prebehli pre obvod zostavený z ideálnych prvkov, resp. druhou variantou bolo nahradenie ideálneho prvku BOTA, prvkom BOTA tretieho rádu, o ktorom sa pojednáva v časti 2.4.1. Pri dolnej priepusti sú medzi výsledkami tiež porovnania s nameranými hodnotami. Schéma zapojenia celočíselnej štruktúry je vyobrazená na obr. 5.1. Simulovaná bola možnosť nahradenia kondenzátora  $C_1$  fraktálnou RC štruktúrou Foster I obr. 6.1. Výsledky simulácií sú spracované pre všetky tri typy priepustí, ktoré navrhnutá filtračná štruktúra realizuje, a síce pre hornú priepusť, pásmovú priepusť a dolnú priepusť.

V nasledujúcich dvoch tabuľkách sa nachádzajú hodnoty rezistorov a kondenzátorov, ktoré sa nachádzajú v RC štruktúre Foster I. Tieto hodnoty boli vypočítané v programe MATLAB pomocou skriptu *oustafod*, ktorý sa nachádza v prílohe A.2. Tieto hodnoty boli následne vzhľadom k doske plošného spoja upravené a boli zvolené najbližšie hodnoty rezistorov a kondenzátorov k vypočítaným, ktoré sú bežne vyrábané. Úprava hodnôt, ktoré vygeneroval skript *oustafod* na normalizované neovplyvnila nijakým zásadným spôsobom výsledky simulácií.

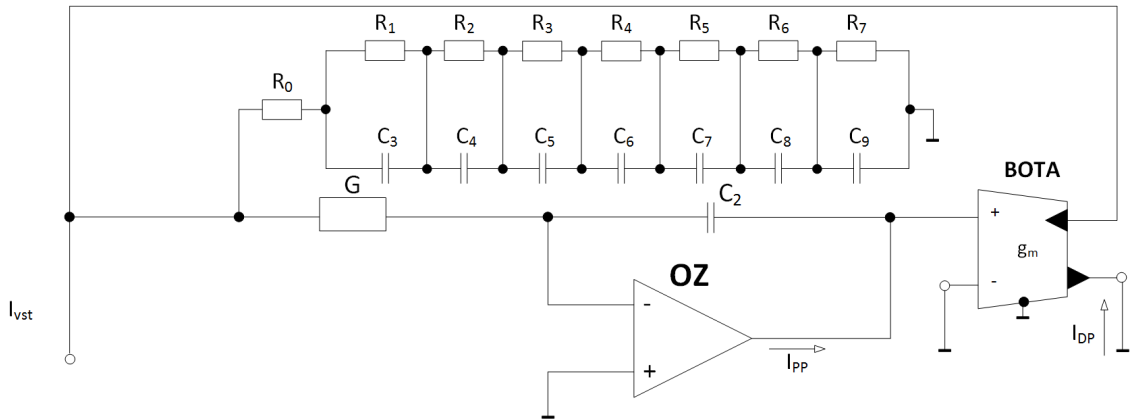
$\alpha$	$R_0[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$R_3[\Omega]$	$R_4[\Omega]$	$R_5[\Omega]$	$R_6[\Omega]$	$R_7[\Omega]$
0,3	330	220	470	820	1,5k	2,7k	5,6k	12k
0,5	120	150	560	1,5k	4,7k	12k	33k	120k
0,7	56	100	470	2,2k	10k	33k	150k	1,5M

Tab. 6.1: Hodnoty rezistorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I.

$\alpha$	$C_3[\text{F}]$	$C_4[\text{F}]$	$C_5[\text{F}]$	$C_6[\text{F}]$	$C_7[\text{F}]$	$C_8[\text{F}]$	$C_9[\text{F}]$
0,3	150p	470p	3,3n	10n	47n	220n	680n
0,5	220p	470p	1,5n	4,7n	15n	33n	68n
0,7	470p	680p	1,5n	3,3n	4,7n	10n	10n

Tab. 6.2: Hodnoty kondenzátorov nachádzajúcich sa v RC štruktúre Foster I.

## 6.1 Kondenzátor $C_1$ nahradený RC štruktúrou Foster I



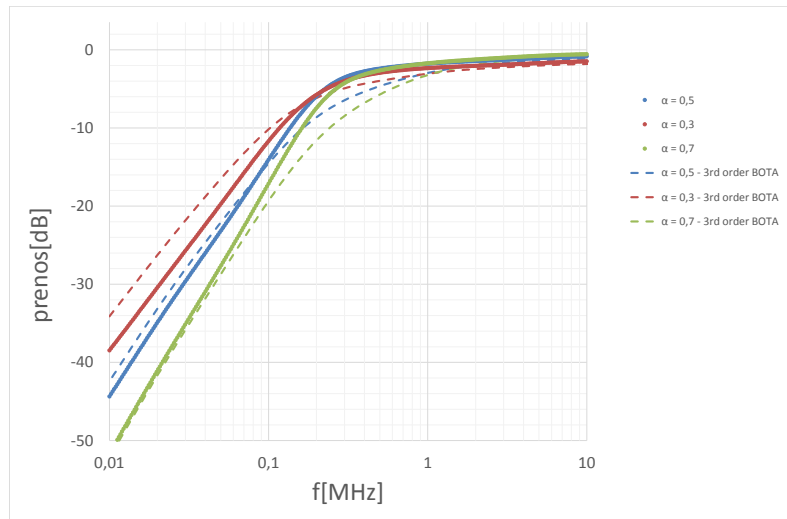
Obr. 6.1: Nahradenie kondenzátora  $C_1$  štruktúrou Foster I.

### 6.1.1 Výsledky pre filter typu horná priepusť

Simulácie prebehli pre hodnoty  $\alpha = 0,3$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$ . Simulovaná bola prenosová charakteristika a fázová charakteristika pre všetky tri hodnoty  $\alpha$ . Hodnoty vodivostí  $G$  a transkonduktancií  $g_m$ , ktoré boli vypočítané v kapitole 5.2 boli nastavené v simulácii a sú zobrazené v nasledujúcej tabuľke.

$\alpha$	$G[\mu S]$	$g_m[mS]$
0,3	476,8	1,68
0,5	679,9	1,26
0,7	968,4	0,947

Tab. 6.3: Hodnoty vodivostí a transkonduktancií použitých v simulácii.



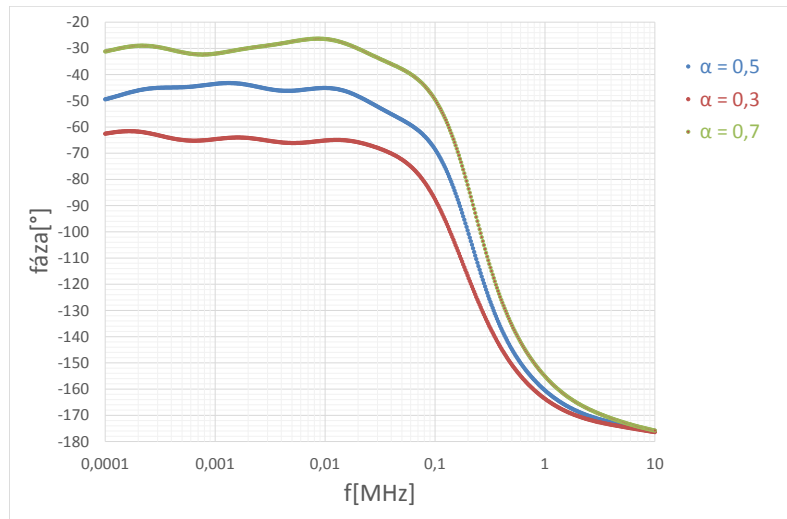
Obr. 6.2: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho HP.

Na obrázku 6.2 je možné vidieť výsledky simulácie fraktálneho filtra, ktorý realizuje hornú priepusť pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$ , ďalej výsledky simulácie fraktálneho filtra, kedy bol v obvode namiesto ideálneho prvku BOTA zaradený do obvodu prvok BOTA tretieho rádu. Podľa teoretických znalostí by mal byť pokles na dekádu pre hodnotu  $\alpha = 0,3$  rovný 26 dB/dekádu, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  by mal byť pokles rovný 30 dB/dekádu a pre hodnotu  $\alpha = 0,7$  by mal byť pokles na dekádu rovný 34 dB/dekádu. Všetky hodnoty sa oproti teoretickým líšia približne o maximálne 0,5 dB/dek.

Z grafu simulácií je možné odčítať hodnoty, ktoré sa nachádzajú v tabuľke 6.4. Hodnoty boli odčítané pre kmitočtové pásmo 1kHz až 10kHz.

$\alpha$	Teoretická hodnota	Ideálne prvky	BOTA tretieho rádu
0,3	26 [dB/dek]	25,59 [dB/dek]	25,47 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	30,23 [dB/dek]	30,15 [dB/dek]
0,7	34 [dB/dek]	33,87 [dB/dek]	33,84 [dB/dek]

Tab. 6.4: Horná priepusť, porovnanie teoretických hodnôt a nameraných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu.

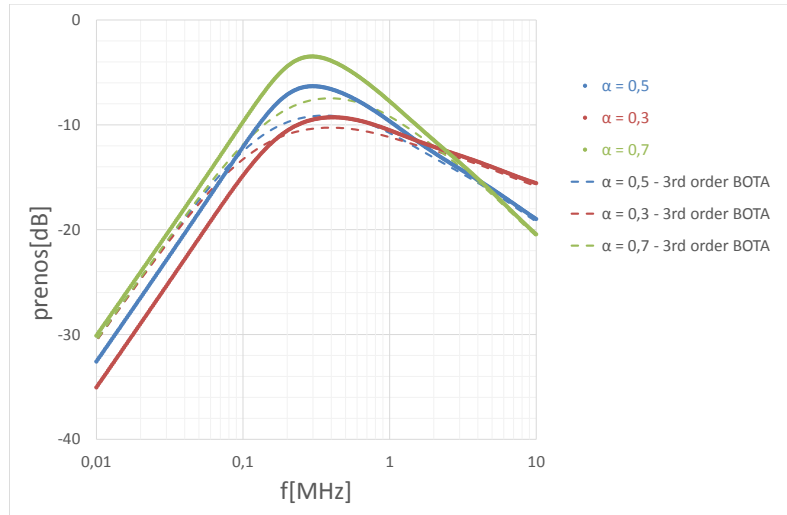


Obr. 6.3: Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho hornú priepusť.

### 6.1.2 Výsledky pre filter typu pásmová priepusť

Simulácie prebehli pre hodnoty  $\alpha = 0,3$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$ . Hodnoty vodivosti  $G$  a transkonduktancií  $g_m$  sú rovnaké ako pre hornú priepusť. U pásmovej priepusti je sklon útlmu rozdelený na 20 dB/dekádu v jednom pásme a zvyšný sklon útlmu je v druhom pásme, čo je možné vidieť aj na obrázku 6.4.

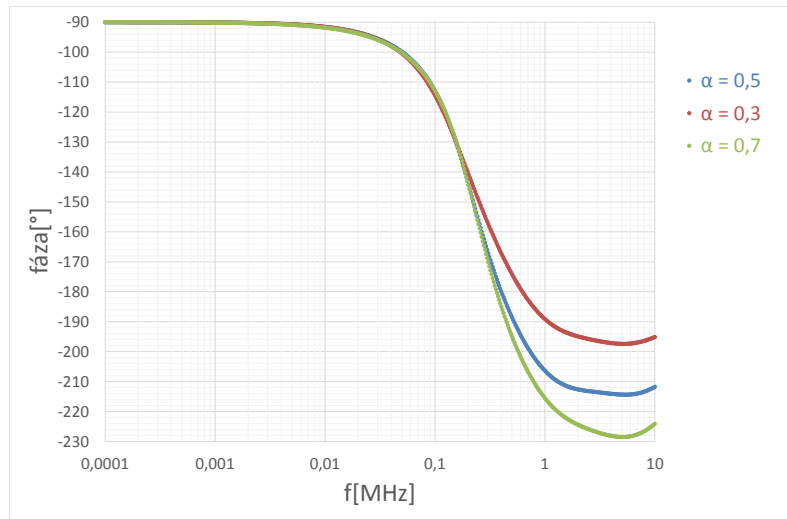
Rovnako ako u hornej priepusti aj v tomto prípade je z obrázku 6.4 možné vidieť výsledky simulácie fraktálneho filtra, ktorý realizuje pásmovú priepusť pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$ , ďalej výsledky simulácie fraktálneho filtra, kedy bol v obvode namiesto ideálneho prvku BOTA zaradený do obvodu prvok BOTA tretieho rádu. Simulované hodnoty sa oproti teoretickým líšia približne o hodnotu 1 dB/dekádu až 1,5 dB/dekádu. V prípade obvodu so zapojeným prvkom BOTA tretieho rádu je pre hodnotu  $\alpha = 0,7$  rozdiel približne 2,5 dB/dekádu. Hodnoty boli odčítané pre kmitočtové pásmo 1kHz až 10kHz v jednom pásme, resp. pre 1MHz až 10MHz v druhom pásme. Odčítané hodnoty z grafu simulácií sa nachádzajú v tabuľke 6.5.



Obr. 6.4: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho PP.

$\alpha$	Teoretická hodnota	Ideálne prvky	BOTA tretieho rádu
0,3	26 [dB/dek]	25,06 [dB/dek]	24,56 [dB/dek]
0,5	30 [dB/dek]	29,36 [dB/dek]	28,45 [dB/dek]
0,7	34 [dB/dek]	32,81 [dB/dek]	31,65 [dB/dek]

Tab. 6.5: Pásmová priepust, porovnanie teoretických hodnôt a nameraných hodnôt sklonu útlmu pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu.

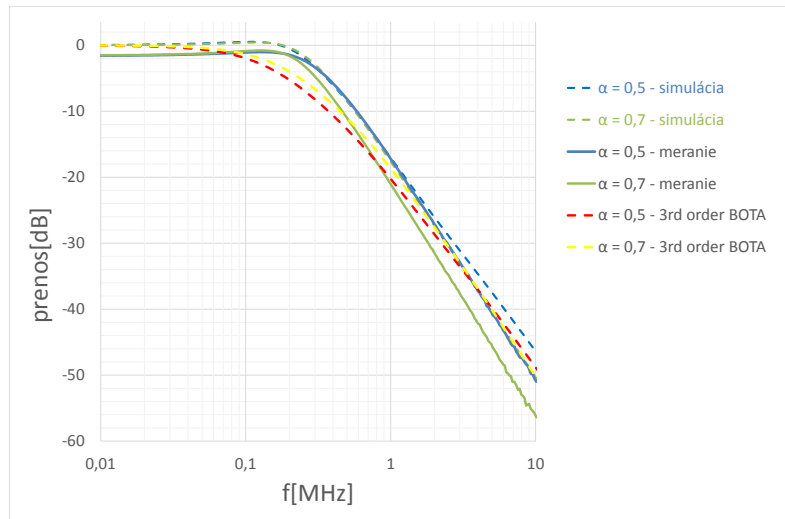


Obr. 6.5: Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho pásmovú priepusť.

### 6.1.3 Výsledky pre filter typu dolná priepusť

Rovnako ako pre predchádzajúcich typoch priepustí prebehli simulácie pre hodnoty  $\alpha = 0,3$ ,  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$ . Hodnoty vodivosti  $G$  a transkonduktancií  $g_m$  sú rovnaké ako pre hornú a pásmovú priepusť. U dolnej priepusti bolo navyše vykonané aj fyzické meranie navrhnutého obvodu.

Na obrázku 6.6 sa nachádzajú výsledky simulácií fraktálneho filtra, realizujúceho dolnú priepusť pre hodnoty  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$ . Simulované hodnoty sa oproti teoretickým líšia približne o hodnotu 1 dB/dekádu až 1,5 dB/dekádu. V prípade obvodu so zapojeným prvkom BOTA tretieho rádu je rovnako ako pri pásmovej priepusti pre hodnotu  $\alpha = 0,7$  rozdiel približne 2,5 dB/dekádu. Táto trochu väčšia odchýlka môže byť spôsobená kmitočtom, na ktorom daná priepusť pracuje, nakoľko aproximácia fraktálneho kondenzátora RC štruktúrou je pri tomto obvode funkčná približne do hodnoty 20 MHz a v krajných hodnotách kmitočtu už platnosť aproximácie nemusí byť postačujúca. Pri fyzickom meraní bol zistený posun medzného kmitočtu u hodnoty  $\alpha = 0,7$  na hodnotu približne 280 kHz, čo môže byť spôsobené parazitnými vlastnosťami súčiastok použitých na DPS.



Obr. 6.6: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho DP, pre  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$ .

Odčítané hodnoty z grafu simulácií a z grafu merania sa nachádzajú v tabuľke 6.6 a hodnoty simulácií boli odčítané pre kmitočtové pásmo 1MHz až 10MHz:

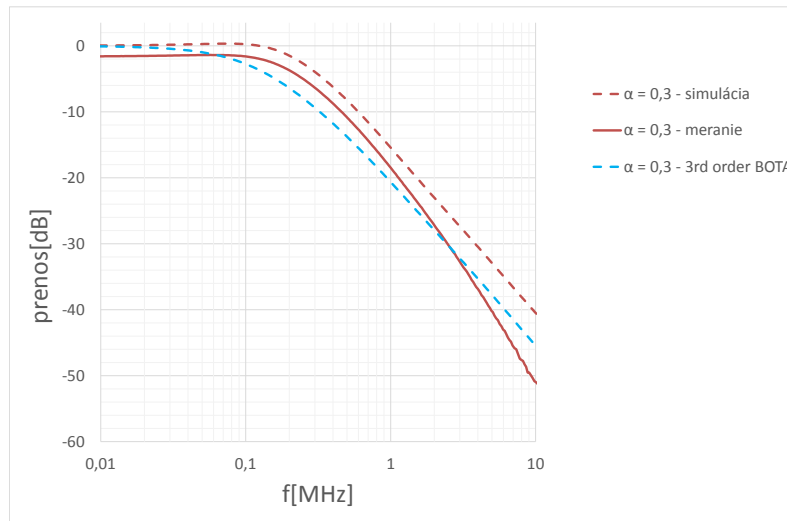
$\alpha$	Teoretická hodnota	Ideálne prvky	BOTA tretieho rádu	Namerané hodnoty
0,5	30 [dB/dek]	29,46 [dB/dek]	28,49 [dB/dek]	30,76 [dB/dek]
0,7	34 [dB/dek]	32,49 [dB/dek]	31,41 [dB/dek]	33,56 [dB/dek]

Tab. 6.6: Dolná priepuť, porovnanie teoretických hodnôt s nameranými hodnotami sklonu útlmu, pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu, a s fyzicky zmeranými hodnotami sklonu útlmu.

Nasledujúci obrázok 6.7, zobrazuje prenosovú charakteristiku pre hodnotu  $\alpha = 0,3$ . Rozdelenie prenosovej charakteristiky pre  $\alpha = 0,3$  je z dôvodu nepresnosti fyzického merania. Nakoľko pri fyzickom meraní bol zistený posun medzného kmitočtu približne o 100kHz a hodnota sklonu útlmu sa pohybovala na úrovni 30 dB/dekádu, čo je hodnota zodpovedajúca hodnote  $\alpha = 0,5$ . Daná nepresnosť mohla byť spôsobená parazitnými vlastnosťami jednotlivých súčiastok na DPS, prípadne odporom jumperov, pomocou ktorých bolo realizované prepínanie medzi jednotlivými RC štruktúrami. Meranie mohla ovplyvniť aj hodnota rezistoru, ktorý plní na DPS funkciu vodivosti G a jeho hodnota je



$2k\Omega$ . Pri meraní hodnôt  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$  boli použité rezistory  $1k\Omega$ , resp.  $1,5k\Omega$ , pričom problémy pri meraní nenastali.



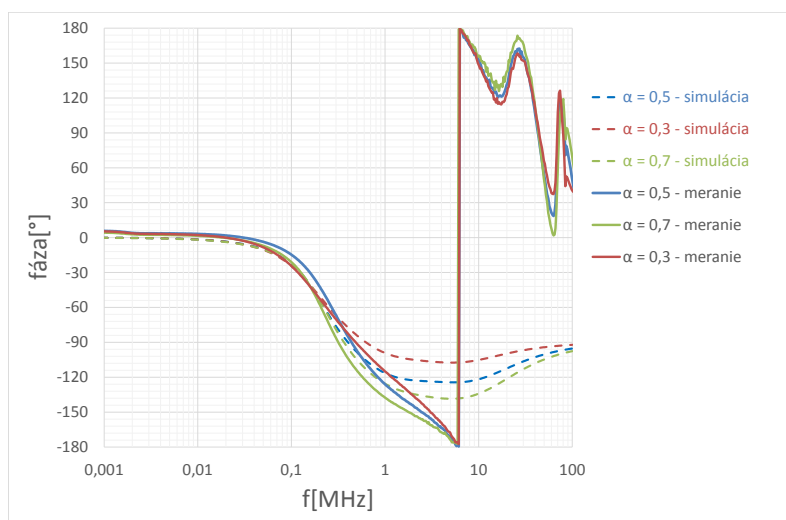
Obr. 6.7: Kmitočtová amplitúdová charakteristika fraktálneho filtra rádu  $1 + \alpha$  realizujúceho DP, pre  $\alpha = 0,3$ .

V nasledujúcej tabuľke sa nachádzajú zmerané hodnoty pre  $\alpha = 0,3$ :

$\alpha$	Teoretická hodnota	Ideálne prvky	BOTA tretieho rádu	Namerané hodnoty
0,3	26 [dB/dek]	24,98 [dB/dek]	24,67 [dB/dek]	30,19 [dB/dek]

Tab. 6.7: Dolná priepusť, porovnanie teoretických hodnôt pre  $\alpha = 0,3$  s nameranými hodnotami sklonu útlmu, pre zapojenie s ideálnymi prvkami a pre zapojenie s prvkom BOTA tretieho rádu, a s fyzicky zmeranými hodnotami sklonu útlmu.

Teoretická hodnota fázového posunu pre hodnotu  $\alpha = 0,3$  je 58,5 stupňov, pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  je 67,5 stupňov a pre hodnotu  $\alpha = 0,7$  je fázový posun 76,5 stupňov. Pri fyzickom meraní bola pre hodnotu  $\alpha = 0,5$  zmeraná hodnota fázového posunu 73,4 stupňov a pre  $\alpha = 0,7$  pri medznom kmitočte približne 280kHz bola hodnota fázového posunu 80,8 stupňov. Pre hodnotu  $\alpha = 0,3$  bol zmeraný fázový posun 58,3 stupňov, avšak medzný kmitočet bol posunutý o 100kHz. Fázová charakteristika filtra realizujúceho dolnú priepusť je na obrázku 6.8.

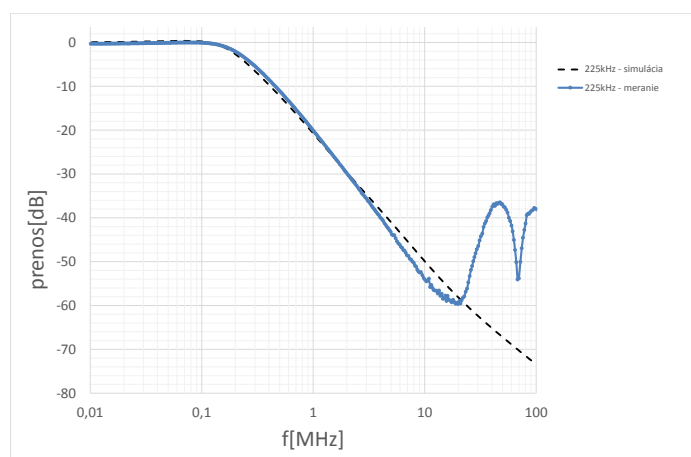
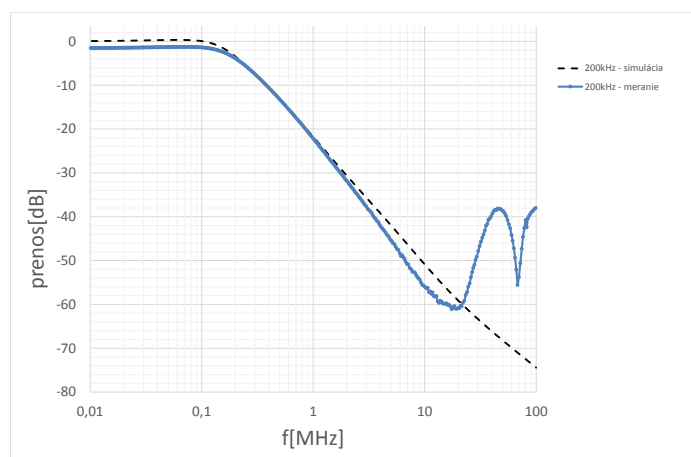
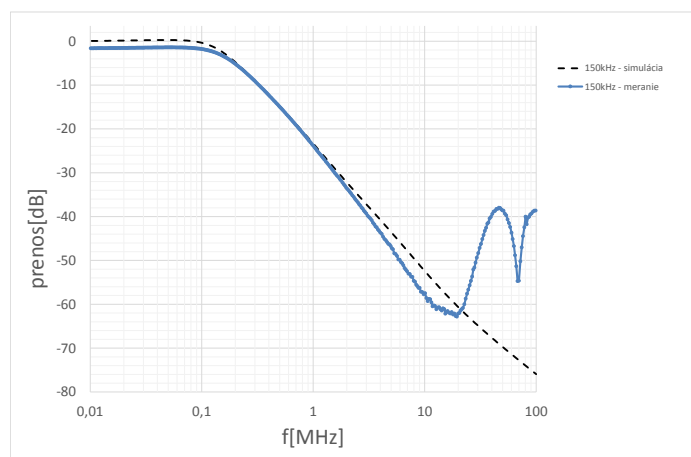


Obr. 6.8: Fázová kmitočtová charakteristika filtra realizujúceho dolnú priepusť.

Pre dolnú priepusť bolo otestované aj posúvanie medzného kmitočtu fraktálneho filtra s hodnotou  $\alpha = 0,5$ . Posun medzného kmitočtu bol realizovaný zmenou hodnoty transkonduktancie  $g_m$ . Meranie prebehlo pre tri rôzne medzné kmitočty, pričom teoretické hodnoty medzného kmitočtu boli vypočítané na hodnoty 150kHz, čo sú  $\frac{4}{9}$  medzného kmitočtu  $f_m$ , 200kHz čo sú približne  $\frac{3}{5}$  medzného kmitočtu  $f_m$  a 225kHz, čo sú  $\frac{2}{3}$  medzného kmitočtu  $f_m$ . Simulácie boli realizované s ideálnymi prvkami. Hodnoty nastavených transkonduktancií v simuláciách a pri fyzickom meraní sú v tabuľke 6.8.

Kmitočet [kHz]	$g_m$ [uS]
150	631,31
200	751,88
225	841,75

Tab. 6.8: Hodnoty transkonduktancií nastavených v simuláciách a pri fyzickom meraní pre posúvanie medzného kmitočtu.



Obr. 6.9: Posun medzného kmitočtu  $f_m = 150\text{kHz}$ ,  $f_m = 200\text{kHz}$ ,  $f_m = 225\text{kHz}$ ,  $\alpha = 0,5$ .

Z obrázku 6.9 je možné vidieť, že posun medzného kmitočtu nezmenil veľkosť sklonu útlmu prenosovej charakteristiky a ostala zachovaná hodnota približne 30 dB/dekádu, ktorá zodpovedá hodnote  $\alpha = 0,5$ . Zmerané hodnoty medzného kmitočtu sa nachádzajú v tabuľke 6.9.

Teoretická hodnota [kHz]	Simulácia [kHz]	Meranie [kHz]
150	163,56	171,39
200	191,45	207,4
225	217,57	228,76

Tab. 6.9: Posun medzného kmitočtu, porovnanie teoretických hodnôt kmitočtu s nameranými hodnotami v simulácii a s fyzicky zmeranými hodnotami kmitočtu.

## 7 ZÁVER

Jedným z cieľov bakalárskej práce bolo zoznámenie sa s filtračnými štruktúrami neceločíselného (fraktálneho) rádu a následná úprava známej filtračnej štruktúry na fraktálnu filtračnú štruktúru. Návrh neceločíselnej filtračnej štruktúry bol vykonávaný pomocou niekoľkých softvérov ako napr. SNAP, OrCAD, PSpice, MATLAB. Známa celočíselná štruktúra bola upravená na fraktálnu, pomocou metódy, kedy sa kondenzátor nahradí fraktálnou RC štruktúrou aproximujúcou pseudokapacitor. Pre túto prácu bola využitá RC štruktúra Foster I. Hodnoty rezistorov a kapacitorov, ktoré sa nachádzajú v štruktúre Foster I boli získané výpočtom v programe MATLAB, vďaka skriptu *oustafod*, ktorý sa nachádza v prílohe A.1, ktorý mi bol poskytnutý školou. Simulované boli dve varianty. V prvej bol kondenzátor  $C_1$  nahradený štruktúrou Foster I a pre tri rôzne hodnoty  $\alpha$  bolo simulované správanie filtru, realizujúceho hornú priepusť a filtru, ktorý realizoval dolnú priepusť. Rovnako tak prebiehala simulácia pre druhú variantu a síce keď bol kondenzátor  $C_2$  nahradený štruktúrou Foster I. Výsledky simulácií aktívnej hornej priepusti, realizovanej na výstupe prvku DO-CF1 možno označiť za presnejšie, nakoľko v oboch prípadoch, či už sa jednalo o nahradený kondenzátor  $C_1$  alebo kondenzátor  $C_2$  RC štruktúrou Foster I, bol rozdiel medzi teoretickou hodnotou a výsledkom simulácie maximálne 0,5 dB/dekádu. U aktívnej dolnej priepusti, ktorá bola realizovaná na výstupe prvku BOTA2 sa výsledky pri nahradení kondenzátora  $C_1$  aj kondenzátora  $C_2$  štruktúrou Foster I líšili približne o 1 až 1,5 dB/dekádu. U hornej priepusti môžu byť presnejšie výsledky simulácie dané kmitočtami, na ktorých horná priepusť pracuje. Keďže dolná priepusť pracuje na kmitočtoch, ktoré sa postupne blížia hraničným hodnotám platnosti aproximácie fraktálneho kondenzátora, môže to spôsobiť menšie odchýlky vo výsledkoch simulácie.

Ďalším z cieľov bakalárskej práce bolo navrhnúť originálnu filtračnú štruktúru a následne ju upraviť na filtračnú štruktúru fraktálneho rádu. Originálna filtračná štruktúra pozostáva z troch pasívnych prvkov, konkrétne z dvoch kondenzátorov a jedného rezistoru, a z dvoch aktívnych prvkov a síce z operačného zosilňovača, ktorý je zapojený ako integrátor a z prvku BOTA. Jedná sa o kmitočtový filter druhého rádu. Následná úprava na fraktálny rád bola rovnako ako u známej filtračnej štruktúry realizovaná pomocou metódy, kedy sa kondenzátor nahradí fraktálnou RC štruktúrou. Hodnoty rezistorov a kapacitorov, ktoré sa nachádzajú v štruktúre Foster I boli opäť získané výpočtom v programe MATLAB, vďaka skriptu *oustafod*, ktorý sa nachádza v prílohe A.2. Tieto hodnoty boli následne z dôvodu fyzickej realizácie obvodu upravené na normalizované, aby nebol rozdiel v použitých súčiastkach v simuláciách a

na doske plošných spojov. Okrem simulácie s ideálnymi prvkami boli vykonané aj simulácie kedy bol ideálny prvok BOTA v obvode nahradený prvkom BOTA tretieho rádu. Pre hornú priepust a pásmovú priepust boli porovnané teoretické hodnoty s výsledkami simulácií s ideálnymi prvkami, a s prvkom BOTA tretieho rádu pre tri hodnoty  $\alpha$ . Výsledky simulácií hornej priepusti boli najpresnejšie a rozdiel medzi teoretickými a simulovanými hodnotami bol maximálne 0,5 dB/dekádu. U pásmovej priepusti sa výsledky simulácií s ideálnymi prvkami približne líšili maximálne o 1 dB/dekádu. U simulácií, kedy bol ideálny prvok BOTA nahradený prvkom BOTA tretieho rádu sa pre hodnoty  $\alpha = 0,3$  a  $\alpha = 0,5$  líšili simulované a teoretické hodnoty približne o 1,5 dB/dekádu. U hodnoty  $\alpha = 0,7$  bol rozdiel takmer 2,5 dB/dekádu. Menšia presnosť simulácií mohla byť daná tým, že pásmová priepust funguje aj na kmitočtoch, ktoré sa postupne blížia ku koncu platnosti aproximácie. Platnosť aproximácie pre danú filtračnú štruktúru fraktálneho rádu je približne do hodnoty 20MHz. U dolnej priepusti boli fyzicky zmerané hodnoty pre  $\alpha = 0,5$  a  $\alpha = 0,7$  v porovnaní s teoretickými hodnotami pomerne presné, pričom rozdiel bol na úrovni 0,5 dB/dekádu. U hodnoty  $\alpha = 0,3$  nastal pri fyzickom meraní posun medzného kmitočtu o približne 100MHz a hodnota sklonu útlmu sa približovala hodnote  $\alpha = 0,5$ . Danú nepresnosť mohli spôsobiť parazitné vlastnosti obvodu, prípadne vyššia hodnota rezistoru, ktorý plnil funkciu vodivosti v obvode. Simulované hodnoty pri simulácií s ideálnymi prvkami sa pre všetky tri hodnoty  $\alpha$  líšili približne o 1 až 1,5 dB/dekádu. Pri simuláciách s prvkom BOTA tretieho rádu, podobne ako u pásmovej priepusti pre hodnoty  $\alpha = 0,3$  a  $\alpha = 0,5$  bol rozdiel medzi teoretickými a simulovanými hodnotami 1,5 dB/dekádu a u hodnoty  $\alpha = 0,7$  takmer 2,5 dB/dekádu.

Na záver bolo otestované posúvanie medzného kmitočtu u dolnej priepusti a pre hodnotu  $\alpha = 0,5$ . Posun kmitočtu bol realizovaný zmenou hodnoty transkonduktancie  $g_m$  a boli porovnané simulované a fyzicky zmerané hodnoty kmitočtu. Najpresnejšie výsledky boli dosiahnuté pre teoretickú hodnotu medzného kmitočtu 225kHz.

# LITERATURA

- [1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J.: *Kmitočtové filtry* 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura 2002, 535s. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] ROBINSON, D. A., DENNING, J.: *RC Filter Networks* [online]. 8. 4. 2010, [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://www.maths.tcd.ie/~robinson/labs/rc\\_filters.pdf](https://www.maths.tcd.ie/~robinson/labs/rc_filters.pdf)>.
- [3] DVOŘÁK, J.: *Analýza diferenčních a nediferenčních filtračních struktur s říditelným proudovým zesilovačem* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015, 116s [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=101719](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=101719)> diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Jeřábek Ph.D.
- [4] *Passive Low Pass Filter* [online]. 2014, [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter\\_2.html](http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_2.html)>.
- [5] LANGHAMMER, L., ŠOTNER, R., DVOŘÁK, J., DOMANSKÝ, O., JEŘÁBEK, J., UHER, J.: *A  $1+\alpha$  Low-Pass Fractional-Order Frequency Filter with Adjustable Parameters* [online]. 2017, 724-729 [cit. 11.12.2017]. DOI: 10.1109/TSP.2017.8076083. ISBN: 978-1-5090-3982-1. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=8076083>>.
- [6] CHANIOTAKIS, M., CORY, D.: *Operational Amplifiers* [online]. 2006, [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-071j-introduction-to-electronics-signals-and-measurement/-spring-2006/lecture-notes/22\\_op\\_amps1.pdf](https://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-071j-introduction-to-electronics-signals-and-measurement/-spring-2006/lecture-notes/22_op_amps1.pdf)>.
- [7] *Operational Amplifier Basics* [online]. 2014, [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[http://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp\\_1.html](http://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp_1.html)>.
- [8] KUBÁNEK, D., FREEBORN, T.: *( $1+\alpha$ ) Fractional-order transfer functions to approximate low-pass magnitude responses with arbitrary quality factor* [online]. 2017, [cit. 11.12.2017]. DOI: 10.1016/j.aeue.2017.04.031. Dostupné z URL: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841117301528>>.

- [9] KUBÍK, M.: *Diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011, 74s [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=38814](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=38814)> diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Jeřábek.
- [10] TSIRIMOKOU, G.: *A systematic procedure for deriving RC networks of fractional-order elements emulators using MATLAB* [online]. 2017, vol.78, 7-14 [cit. 11.12.2017]. DOI: 10.1016/j.aeue.2017.05.003. Dostupné z URL: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841117305800>>.
- [11] ELWAKIL, Ahmed S.: *Fractional-Order Circuits and Systems: An Emerging Interdisciplinary Research Area* [online]. IEEE Circuits and Systems Magazine. 2010, vol.10, 40-50 [cit. 11.12.2017]. DOI: 10.1109/M-CAS.2010.938637. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5642494>>.
- [12] BEČVÁŘ, D., VRBA, K.: *Univerzální proudový konvektor* Elektrotechnika [online]. 2000. Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz/clanky/00007/index.html>>.
- [13] JEŘÁBEK, J.: *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011, 147s [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=43398](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=43398)> doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [14] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., JELÍNEK, M.: *Univerzální a říditelný filtr s proudovými sledovači, transkonduktančními zesilovači a minimálním počtem komponent*. Elektrotechnika [online]. 2010, vol.12 [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz/cz/download/univerzalni-a-riditelny-filtr-s-proudovymi-sledovaci--transkonduktancnimi-zesilovaci-a-minimalnim-poctem-komponent>>.
- [15] HERENCŠÁR, N., VRBA, K.: *Přeladitelné filtry s OTA zesilovači* Elektrotechnika [online]. 2007 [cit. 11.12.2017]. ISSN: 1213 - 1539 Dostupné z URL: <<http://www.elektrotechnika.cz/cz/clanky/analogova-technika--vzajemny-a-d-prevod/45/preladitelne-filtry-s-ota-zesilovaci/>>.



- [16] PETRŽELA, J.: *Využití fraktálních obvodových prvků v analogových filtrech* Electroscope [online]. 2013. č.2 [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[http://ek702p10-ket.fel.zcu.cz/images/PDF/Rocnik2013/Cislo2\\_2013/r6c2c3.pdf](http://ek702p10-ket.fel.zcu.cz/images/PDF/Rocnik2013/Cislo2_2013/r6c2c3.pdf)>.
- [17] JEŘÁBEK, J., VRBA, K.: *Design of Fully Differential Filters with Basic Active Elements Working in the Current Mode* Elektrorevue [online]. 2010, vol.1. č.1 [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <<http://elektrorevue.cz>>.
- [18] KUBÁNEK, D., KOTON, J., JEŘÁBEK, J., USHAKOV, P., SHADRIN, A.: *Design and properties of fractional-order multifunction filter with DVCCs* [online]. 2016, 620-624 [cit. 11.12.2017]. DOI: 10.1109/TSP.2016.7760956 Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7760956>>.
- [19] TSIRIMOKOU, G., KOUMOUI, S., PSYCHALINOS, C.: *Design of fractional-order filters using Current Feedback Operational Amplifiers* [online]. 2016, vol.9. 77-81 [cit. 11.12.2017]. Dostupné z URL: <[https://www.researchgate.net/publication/318260283\\_Design\\_of\\_fractional-order\\_filters\\_using\\_Current\\_Feedback\\_Operational\\_Amplifiers](https://www.researchgate.net/publication/318260283_Design_of_fractional-order_filters_using_Current_Feedback_Operational_Amplifiers)>.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRA- TEK

DP	Dolná priepusť
HP	Horná priepusť
PP	Pásmová priepusť
PZ	Pásmová zádrž
FČ	Fázovací článok
R	Rezistor
C	Kondenzátor
$f_m$	medzný kmitočet
OZ	Operačný zosilňovač (operational amplifier)
CC	Prúdový konvektor (current conveyor)
UCC	Univerzálny prúdový konvektor (universal current conveyor)
CF	Prúdový sledovač (current follower)
DO-CF	Dvojvýstupový prúdový sledovač (double-output current follower)
OTA	Operačný transkonduktančný zosilňovač (operational transconductance amplifier)
BOTA	Operačný transkonduktančný zosilňovač (balanced operational transconductance amplifier)
MOTA	Operačný transkonduktančný zosilňovač (multiple-output operational transconductance amplifier)
$g_m$	transkonduktancia
$\omega$	uhlová rýchlosť
Q	faktor kvality
G	vodivosť
OrCAD	program slúžiaci k simulovaniu obvodov
SNAP	program slúžiaci k symbolickej analýze obvodov
DPS	doska plošných spojov

# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Prílohy</b>	<b>71</b>
A.1	Skript oustafod.m . . . . .	71
A.2	Schéma zapojenia, doska plošného spoja a fotografie kmitočtového filtru. . . . .	71
<b>B</b>	<b>Obsah přiloženého CD</b>	<b>77</b>

# A PRÍLOHY

## A.1 Skript *oustafod.m*

```
r=0.5; % fraktální rad [-1,1]
N=3; % hranice sumace (pocet RC sekci = 2N+1)
w_L=162.831853; % pocatecni uhlova frekvence pro platnost aproximace
w_H=11779770.72; % konecna uhlova frekvence
Cx=1.48e-7;

format long
mu=w_H/w_L; k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*w_L; % poly aproximacni funkce
w_k=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*w_L; % nuly aproximacni funkce
C=(mu)^(r/2)*prod(w_k./w_kp);
G=tf(zpk(-w_kp', -w_k', C)); % aproximacni funkce admittance
bode(zpk(-w_kp', -w_k', C))

absZ=1/(((sqrt(w_L*w_H)).^(0.5))*Cx) % pozadovana absolutni hodnota impedance na geometrickem stredu w_L a w_H

[b,a]=zp2tf(-w_kp', -w_k', C); % koef citatele a jmenovatele
[cit,jmen,k]=residue(b,a); % prevod na parcialni zlomky
cap=1/absZ*cit.^-1 % hodnoty kapacit
res=-(cap.*jmen).^-1 % hodnoty odporu
res1=C*absZ % hodnota samostatneho odporu (ktery neni paralelne s kapacitorem)
```

Obr. A.1: Skript *oustafod* pre návrh fraktálneho filtra známej filtračnej štruktúry v programe MATLAB,  $\alpha = 0,5$ .

```
r=0.5; % fraktální rad [-1,1]
N=3; % hranice sumace (pocet RC sekci = 2N+1)
w_L=62.831853; % pocatecni uhlova frekvence pro platnost aproximace
w_H=133684793; % konecna uhlova frekvence
Cx=6.85e-7;

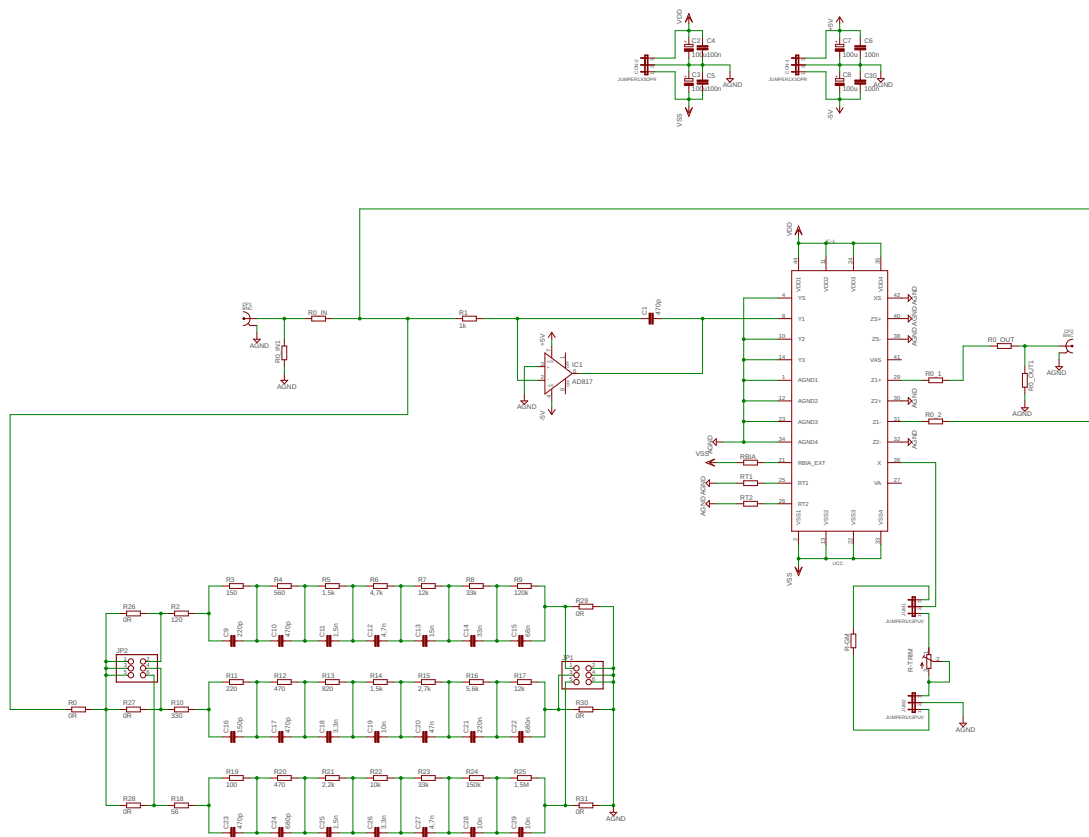
format long
mu=w_H/w_L; k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*w_L; % poly aproximacni funkce
w_k=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*w_L; % nuly aproximacni funkce
C=(mu)^(r/2)*prod(w_k./w_kp);
G=tf(zpk(-w_kp', -w_k', C)); % aproximacni funkce admittance
bode(zpk(-w_kp', -w_k', C))

absZ=1/(((sqrt(w_L*w_H)).^(0.5))*Cx) % pozadovana absolutni hodnota impedance na geometrickem stredu w_L a w_H

[b,a]=zp2tf(-w_kp', -w_k', C); % koef citatele a jmenovatele
[cit,jmen,k]=residue(b,a); % prevod na parcialni zlomky
cap=1/absZ*cit.^-1 % hodnoty kapacit
res=-(cap.*jmen).^-1 % hodnoty odporu
res1=C*absZ % hodnota samostatneho odporu (ktery neni paralelne s kapacitorem)
```

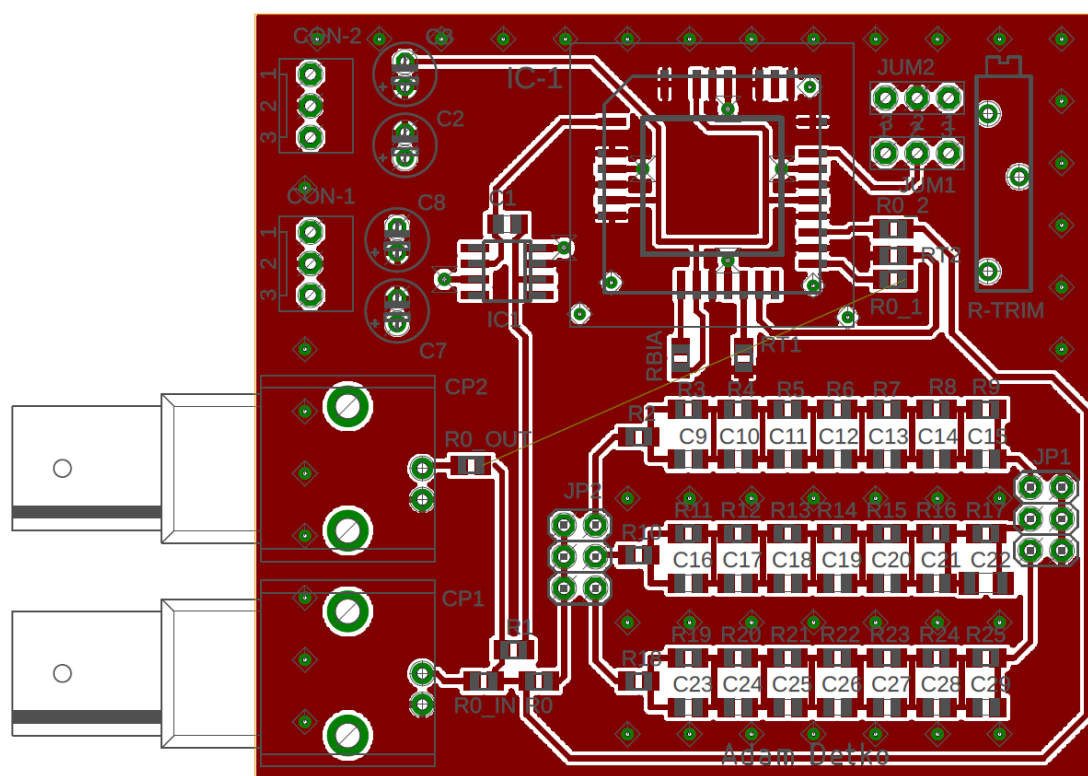
Obr. A.2: Skript *oustafod* pre návrh fraktálneho filtra navrhnutej filtračnej štruktúry v programe MATLAB,  $\alpha = 0,5$ .

## A.2 Schéma zapojenia, doska plošného spoja a fotografie kmitočtového filtra.

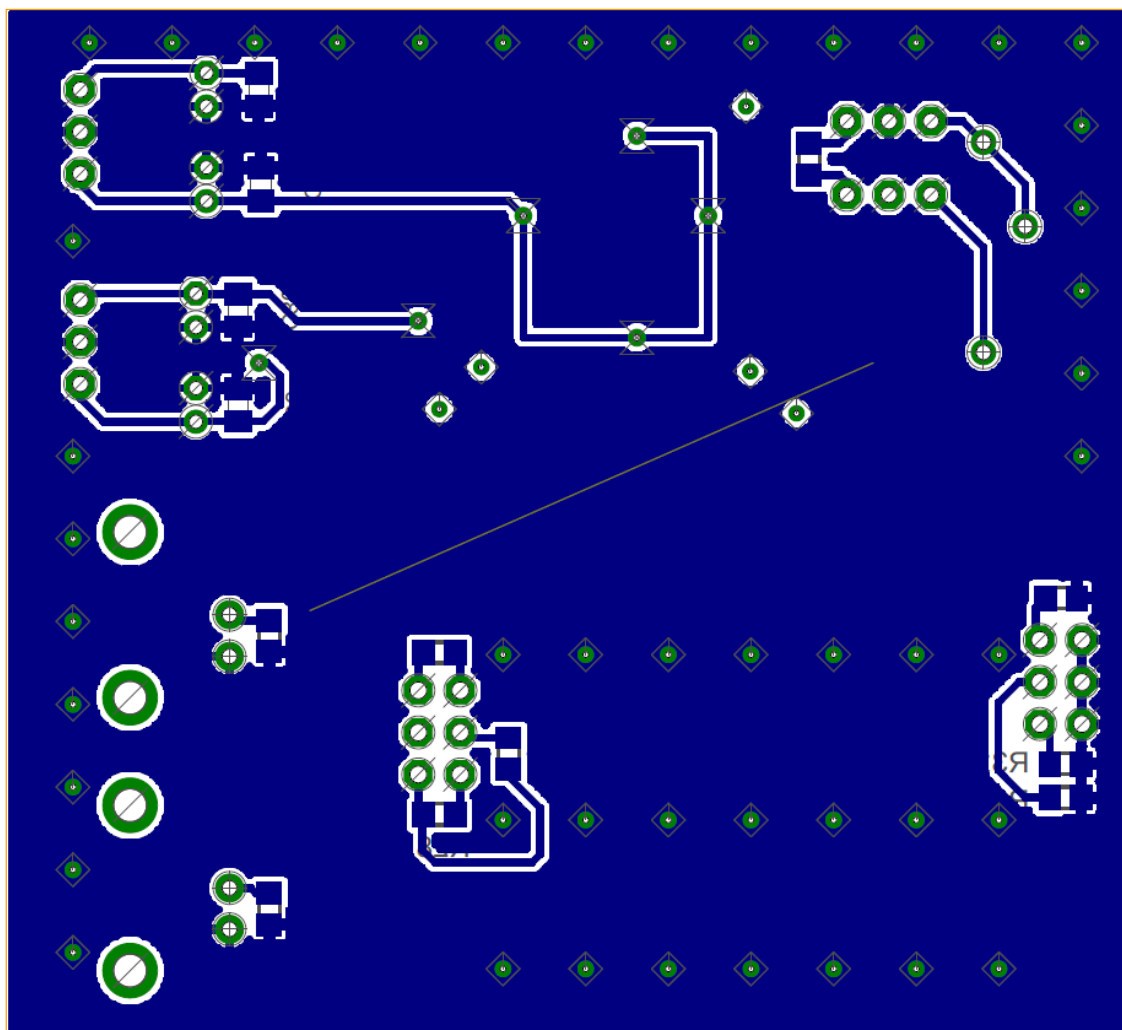


18.5.2018 17:18 C:\SPB\_Data\leagle\Filiter\Filiter.sch (Sheet: 1/1)

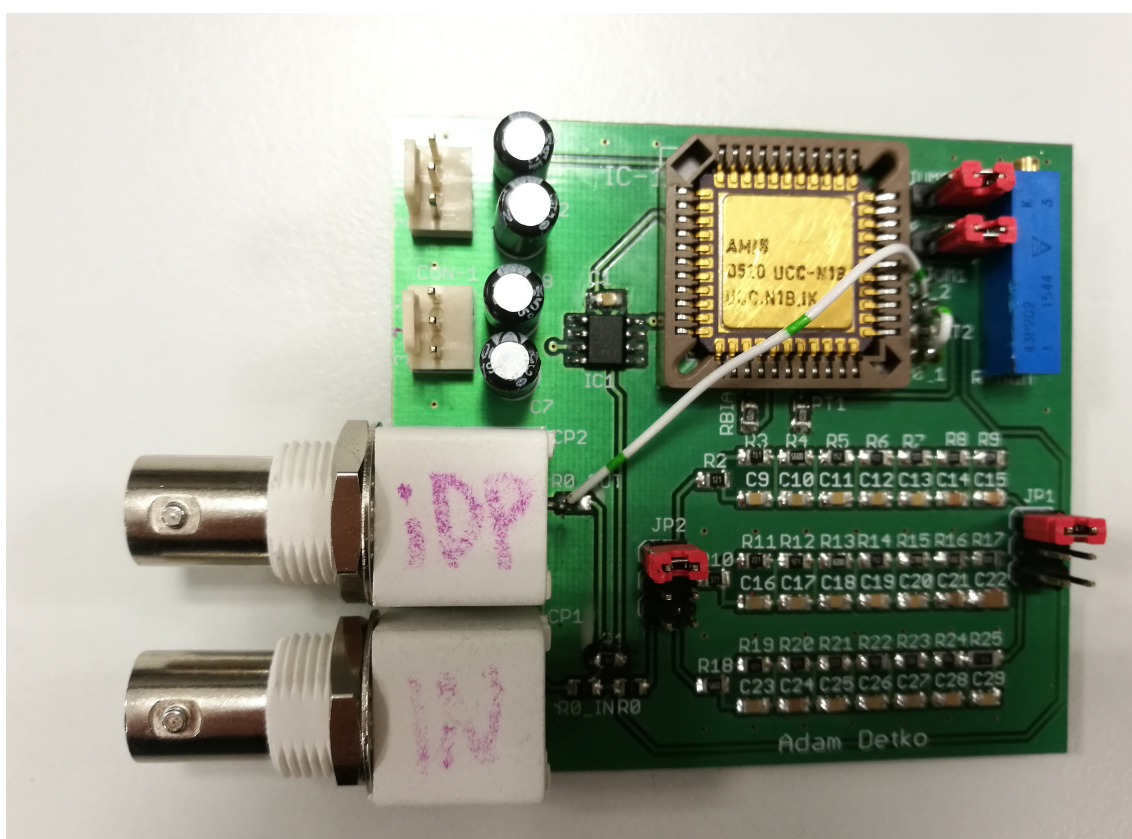
Obr. A.3: Schéma zapojenia kmitočtového filtra realizovaná v programe EAGLE.



Obr. A.4: Vrchná strana (TOP) DPS kmitočtového filtru realizovaná v programe EAGLE.

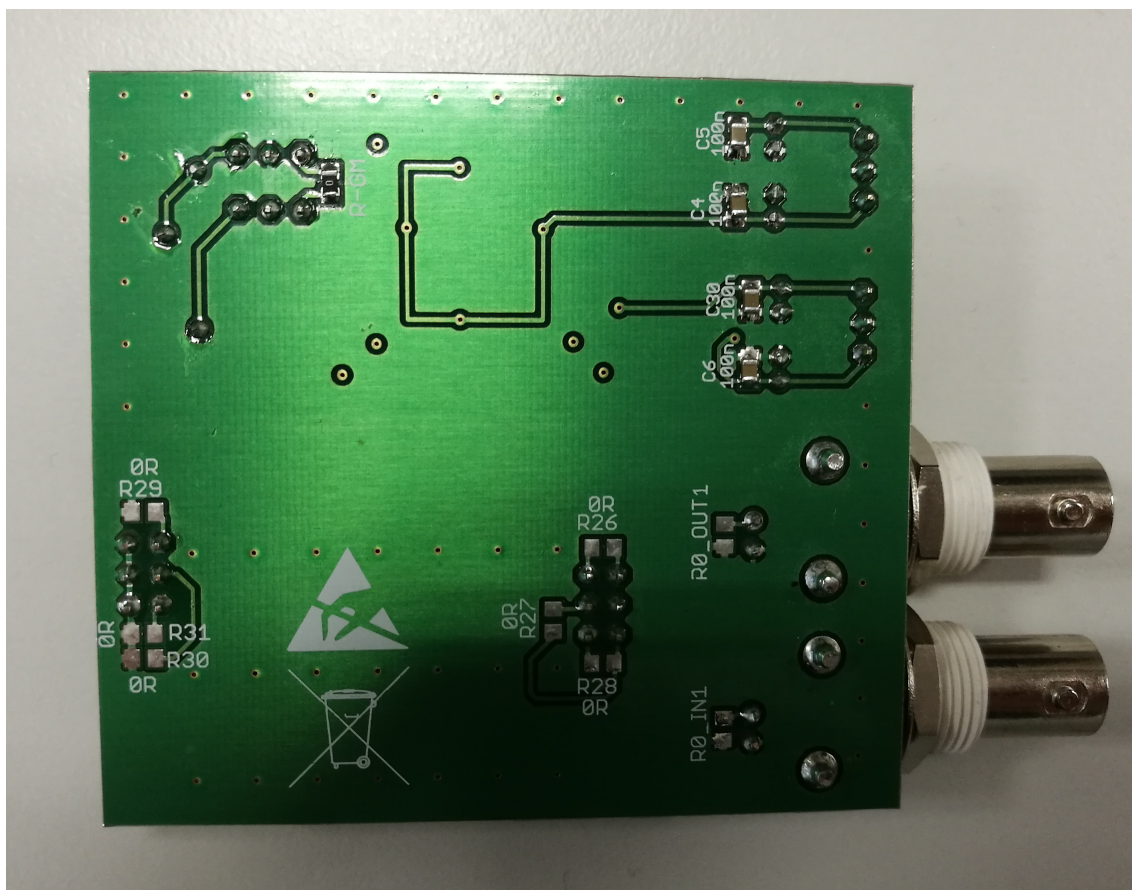


Obr. A.5: Spodná strana (BOTTOM) DPS kmitočtového filtru realizovaná v programe EAGLE.



Obr. A.6: Fotografia vrchnej strany (TOP) DPS kmitočtového filtru.





Obr. A.7: Fotografia spodnej strany (BOTTOM) DPS kmitočtového filtru.

## **B OBSAH PŘILOŽENÉHO CD**

- Bakalárska práca: obsahuje elektronickú verziu práce vo formáte pdf.
- OrCAD: obsahuje súbory pre simulácie v programe OrCAD 16.6.
- Excel: obsahuje výsledky simulácií, merania a súbory pre výpočty v programe Excel.
- Visio: obsahuje všetky obrázky kreslené pre túto bakalársku prácu v programe Visio.
- Eagle: obsahuje schému zapojenia a návrh dosky plošných spojov v programe EAGLE 9.0.0.
- SNAP: obsahuje schémy zapojenia celočíselných filtračných štruktúr v programe SNAP.